

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh synchronního reluktančního motoru

Autor: Bc. Jan Jakeš
Vedoucí práce: Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.

2021

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2020/2021

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan JAKEŠ**
Osobní číslo: **E19N0077P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Téma práce: **Návrh synchronního reluktančního motoru**
Zadávací katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Uvedte funkční principy synchronního reluktančního motoru.
2. Proveďte návrh synchronního reluktančního motoru pro jmenovité napětí 400 V, jmenovitý výkon 11 kW a jmenovitou rychlost 1500 ot/min.
3. Ověřte návrh za pomoci metody konečných prvků.
4. Proveďte porovnání parametrů navrženého stroje s asynchronním strojem ekvivalentního výkonu.

Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. CIGÁNEK, L.: Stavba elektrických strojů. SNTL, Praha, 1958.
2. PETROV, G. N.: Elektrické stroje 2. ACADEMIA, Praha, 1982.
3. KOPYLOV, I. P. a kol.: Stavba elektrických strojů. SNTL, Praha, 1988.
4. HRABOVCOVÁ, V.; JANOUŠEK, L.; RAFAJDUS, P.; LIČKO, M.: Moderné elektrické stroje. EDIS, Žilina, Slovenská Republika, 2001. ISBN 80-7100-809-5.

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.**
Katedra výkonové elektroniky a strojů

Datum zadání diplomové práce: **9. října 2020**
Termín odevzdání diplomové práce: **27. května 2021**



Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan






Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce. Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.


.....
podpis

V Plzni dne 26.5.2021

Jan Jakeš

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval svému vedoucímu diplomové práce Doc. Ing. Karlu Hruškovi, Ph.D. za odborné rady, vedení a připomínky k mé práci. Také rodině a přítelkyni za podporu po celou dobu studia.

Anotace

Diplomová práce se z hlavní části zabývá návrhem synchronního reluktančního stroje a také vysvětlením jeho principu a použití. Stroj bude navrhnout tak, aby se mohl zaměnit s vybraným sériově vyrobeným asynchronním motorem. To znamená ponechání rozměrů statorového paketu a výměnu rotoru vybraného asynchronního stroje za rotor synchronního reluktančního. A ověření návrhu v programu FEMM či ANSYS. V závěru dojde k porovnání parametrů obou strojů.

Klíčová slova

Synchronní reluktanční motor, asynchronní motor, ANSYS, poměr indukčností, metoda konečných prvků, radiálně vrstvený, bariéra, RSM

Abstract

The diploma thesis mainly deals with the design of a synchronous reluctance machine and also with an explanation of its principle and use. The machine will be designed to be interchangeable with a selected series-produced asynchronous motor. This means keeping the dimensions of the stator package and replacing the rotor of the selected asynchronous machine with a synchronous reluctance rotor. And design verification in the FEMM or ANSYS program. In the end, the parameters of both machines will be compared.

Key words

Synchronous reluctance motor, induction motor, ANSYS, inductance ratio, finite element method, radially laminated, barrier, RSM

Obsah

Seznam symbolů a zkratk	1
Úvod	6
1. Synchronní reluktanční motor	7
1.1. Princip	7
1.2. Matematický popis RSM	8
1.2.1. Momentová charakteristika RSM	10
1.2.2. Náhradní schéma RSM	11
1.3. Optimální provoz RSM	12
1.4. Konstrukce	15
1.4.1. Stator	15
1.4.2. Rotor	15
2. Návrh rotoru RSM	18
2.1. Radiálně vrstvený vícebariérový rotor (TLA)	18
2.1.1. Volba počtu bariér rotoru	18
2.1.2. Optimalizace tvaru bariér	19
2.2. Axiálně vrstvený rotor (ALA)	21
2.2.1. Volba počtu bariér na pól N_{pl} (vrstev plech + bariéra)	21
2.2.2. Magnetický izolační poměr a_i	22
2.2.3. Problém vířivých proudů	22
3. Návrh synchronního reluktančního motoru	24
3.1. Zadání	24
3.2. Výpočet hlavních parametrů stroje	24
3.3. Výpočet statorového vinutí	25
3.4. Výpočet rozptylové reaktance na základě měření na AS	27
3.5. Určení reaktancí v osách d a q	29
3.6. Výpočet magnetického obvodu	30
3.7. Výpočet Carterova činitele a činitele nasycení	32
3.7.1. Carterův činitel	32
3.7.2. Činitel nasycení	32
3.8. Výpočet indukčností v ose d a q	34
3.9. Návrh počtu bariér rotoru	36
3.10. Výpočet ztrát RSM	37
4. Ověření návrhu stroje v MKP softwaru ANSYS	41
4.1. Porovnání indukčností L_d , L_q s analytickými výpočty	41
4.2. Momentové charakteristiky	42

4.3. Proudý RSM	44
4.4. Magnetický obvod	45
5. Porovnání RSM s Asynchronní strojem	49
5.1. Asynchronní motor	49
5.2. Ztráty a účinnost motorů.....	52
5.2.1. Ztráty v asynchronním motoru.....	52
5.2.2. Ztráty v RSM	53
5.2.3. Porovnání ztrát a účinností.....	54
6. Závěr.....	56
Seznam použité literatury	58
Seznam obrázků a tabulek.....	60
Přílohy	62

Seznam symbolů a zkratk

A	Obvodová proudová hustota [V/A]
ANSYS	Analysis system
ALA	Axially laminated
a_i	Magnetický izolační poměr [-]
B	Magnetická indukce [T]
B_{j1}	Magnetická indukce ve jhu statoru [T]
B_{z1}	Magnetická indukce v zubech statoru [T]
B_{j2}	Magnetická indukce ve jhu rotoru [T]
B_{p1}	Amplituda pulzací mag. indukce v zubu statoru [T]
B_{p2}	Amplituda pulzací mag. indukce v rotoru [T]
B_δ	Magnetická indukce ve vzduchové mezeře [T]
b_c	Střední šířka cívky [m]
b_z	Šířka statorového zubu [m]
C	Essonův činitel [VA/m ³ ot]
$\cos \varphi$	Účinník [-]
D_e	Vnější průměr stroje [m]
D_i	Průměr hřídele [m]
D_1	Vnitřní průměr statoru [m]
D_2	Průměr rotoru [m]
F_m	Magnetické napětí [A]
f	Napájecí frekvence stroje [Hz]
H_{j1}	Intenzita magnetického pole v jhu statoru [A/m]
H_{z1}	Intenzita magnetického pole v zubech statoru [A/m]
H_{j2}	Intenzita magnetického pole v jhu rotoru [A/m]
h_{j1}	Výška statorového jha [m]
h_{j2}	Výška rotorového jha [m]
h_z	Výška zubu [m]
I_d	Proud stroje v ose d [A]
I_{dr}	Proud jednou drážkou statoru [A]
I_n	Jmenovitý proud [A]
I_s	Proud statorovým vinutím [A]
I_q	Proud stroje v ose q [A]

I_z	Proud stroje ve stavu naprázdno [A]
K	Počet cívek stroje [-]
k_c	Carterův činitel [-]
k_e	Činitel elektromotorické síly [-]
k_{Fez}	korekční činitel pro zuby statoru [-]
k_{Fej}	korekční činitel pro jho statoru [-]
k_r	Činitel rozlohy [-]
k_{sat}	Činitel nasycení magnetického obvodu [-]
k_y	Činitel kroku vinutí [-]
k_{v1}	Činitel vinutí stroje [-]
k_β	Činitel zkrácení kroku [-]
k_ρ	Činitel mechanických ztrát [-]
L_{ad}	Magnetizační indukčnost ve směru osy d [H]
L_{aq}	Magnetizační indukčnost ve směru osy q [H]
$L_{a\sigma}$	Rozptylová indukčnost [H]
L_d	Indukčnost ve směru osy d [H]
L_{dif}	Diferenční indukčnost [H]
L_q	Indukčnost ve směru osy q [H]
L_μ	Magnetizační indukčnost [H]
l	Délka stroje [m]
l_c	Střední délka cívky [m]
l_ζ	Délka čela [m]
l_{j1}	Délka střední siločáry jha statoru [m]
l_{j2}	Skutečná délka stroje [m]
M_n	Jmenovitý moment stroje [Nm]
MTPA.....	Maximum torque per ampere
m	počet fází [-]
m_{Fej2}	Hmotnost rotorového jha [kg]
m_j	Hmotnost statorového jha [kg]
m_z	Hmotnost zubů statoru [kg]
N_b	Počet bariér na jeden pól [-]
N_{bc}	Celkový počet bariér [-]
N_d	Počet závitů jedné cívky [-]
N_{s1}	Počet závitů vinutí v sérii [-]

n_n	Jmenovité otáčky [ot/min]
P_n	Jmenovitý výkon [kW]
p	počet pólů stroje
PM	Permanentní magnet/y
Q_z	Jalový výkon ve stavu naprázdno [VAr]
Q_1	Počet drážek statoru [-]
Q_2	Počet drážek rotoru [-]
q	Počet drážek na pól a fázi [-]
R_{Cu}	Odpor vinutí při určité teplotě [Ω]
RSM	Reluctance synchronous machine
R_s	Odpor vinutí statoru [Ω]
R_z	Odpor stroje při stavu naprázdno [Ω]
S_i	Vnitřní elektromagnetický výkon stroje [VA]
S_n	Zdánlivý výkon stroje [VA]
S_{ve}	Efektivní průřez vodiče [VA]
S_z	Zdánlivý výkon stroje pro stav naprázdno [VA]
TLA	Transversely laminated
t_p	Mezipólová rozteč statoru [m]
t_{pd}	Pólová rozteč statoru [m]
t_{d1}	Drážková rozteč statoru [m]
U_d	Napětí stroje v ose d [V]
U_f	Fázové napětí stroje [V]
U_{if}	Fázové indukované napětí [V]
U_{iz}	Indukované napětí ve stavu naprázdno [V]
U_n	Jmenovité napětí [V]
U_s	Jmenovité napětí na statorovém vinutí [V]
U_q	Napětí stroje v ose q [V]
v_r	Obvodová rychlost rotoru [m/s]
w_i	tloušťka magnetické bariéry [mm]
w_{pl}	tloušťka plechu [mm]
X_{ad}	Statorová magnetizační reaktance v ose d [Ω]
X_{aq}	Statorová magnetizační reaktance v ose q [Ω]
$X_{a\sigma}$	Rozptylová reaktance statoru [Ω]

X_d	Reaktance stroje v ose d [Ω]
X_q	Reaktance stroje v ose q [Ω]
X_z	Reaktance ve stavu naprázdno [Ω]
X_β	Reaktance rotoru [Ω]
X_μ	Magnetizační reaktance ve stavu naprázdno [Ω]
$X_{1\sigma}$	Rozptylová reaktance statoru ve stavu naprázdno [Ω]
x_d	Reaktance v podélné větvi [p.u.]
x_q	Reaktance v příčné větvi [p.u.]
$x_{\sigma\%}$	Procentní hodnota úbytku napětí na rozptylové reaktanci [%]
y_K	Krok na komutátoru [-]
y_1	Přední cívkový krok [-]
y_2	Zadní cívkový krok [-]
y_{1d}	Cívkový krok v počtu drážek [-]
Z_n	Jmenovitá impedance stroje [Ω]
α	Součinitel přestupu tepla [$W \cdot m^{-2} \cdot K^{-1}$]
β	Zátěžný úhel [$^\circ$]
ξ	Vyniklost stroje[-]
ΔF_m	Celkový úbytek napětí v magnetickém obvodu [A]
ΔP	Celkové ztráty stroje [W]
ΔP_j	Jouleovy ztráty [W]
ΔP_{Fe}	Celkové ztráty v železe [W]
ΔP_{Fej}	Ztráty v železe v statorovém jhu [W]
ΔP_{Fez}	Ztráty v železe v zubech statoru [W]
ΔP_m	Mechanické ztráty [W]
ΔP_p	Celkové pulzační ztráty [W]
$\Delta P_{př}$	Přídavné ztráty [W]
ΔP_{p1}	Pulzační ztráty v zubech statoru [W]
ΔP_{p2}	Pulzační ztráty v rotoru [W]
Δp	Měrné ztráty v 1 kg železa při indukci 1 T a frekvenci 50 Hz [W/kg]
ΔU_{j1}	Úbytek napětí ve statorovém jhu [A]
ΔU_{z1}	Úbytek napětí v zubu statoru [A]
ΔU_{j2}	Úbytek napětí v rotorovém jhu [A]
ΔU_δ	Úbytek napětí ve vzduchové mezeře [A]

δ	Šířka vzduchové mezery [mm]
δ_c	Výsledná šířka vzduchové mezery [mm]
η	Účinnost [-]
λ_c	Činitel rozptylu čel [-]
λ_d	Činitel drážkového rozptylu [-]
μ_r	Relativní permeabilita [-]
μ_0	Permeabilita vakua [H/m]
ρ_{Fe}	Hustota železa [kg/m ³]
Φ_{j1}	Magnetický tok statorovým jhem [Wb]
Φ_{z1}	Magnetický tok statorovým zubem [Wb]
Φ_1	Magnetický tok [Wb]
φ	Fázový posun [°]
ψ	Vnitřní účinník stroje [°]
ω	Úhlová rychlost [rad/s]
ω_s	Synchronní úhlová rychlost [rad/s]
$2p$	Počet pólů stroje [-]
$2u$	Počet vrstev vinutí [-]

Úvod

Předkládaná diplomová práce se zabývá návrhem synchronního reluktančního motoru. Tyto motory se v poslední době těší zvýšenému zájmu oproti minulému století, kdy ještě nebyla dostatečně zdokonalená polovodičová technika a s ní možnosti vektorového řízení měniče. Tím se zvýšila jejich využitelnost v průmyslu. Princip tohoto stroje je však známý a popsán již od dvacátých let minulého století, kdy RSM s více bariérovou strukturou popsal J. K. Kostko [2]. Dnes je tedy u těchto motorů možné dosáhnout stejné, i vyšší účinnosti, než u klasických asynchronních motorů s kotvou nakrátko či synchronních motorů s permanentními magnety. Jedná se o konstrukčně nejjednodušší zástupce synchronních strojů.

V první kapitole této diplomové práce je vysvětlen princip funkce synchronních reluktančních strojů. Jejich konstrukce a oblast použití. Tím se dostaneme k druhé kapitole, kde je popsán návrh rotoru těchto strojů. Zaměřím se také na porovnání radiálně a axiálně vrstvených více bariérových rotorů a jejich vlastností. A také na jejich možné optimalizace, které byly popsány v nespočtu odborných článků. Tyto dva druhy jsou v současnosti hlavní používané a popisované možnosti uspořádání.

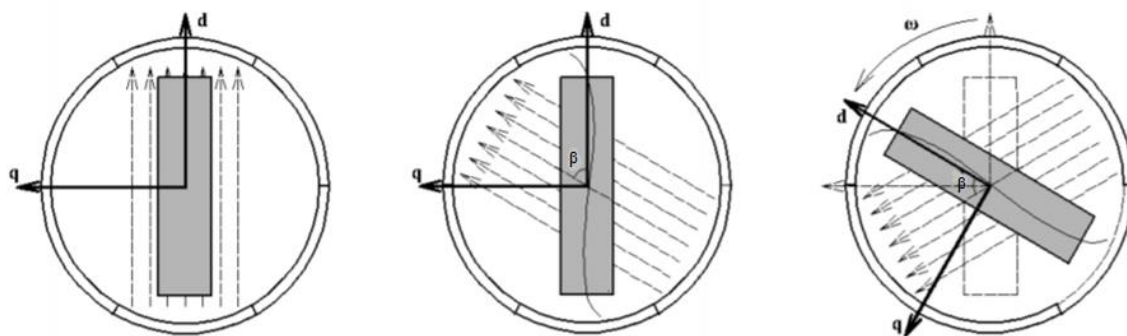
Třetí kapitola bude již věnována samotnému návrhu a výpočtům dle zadání této práce. Po výpočtech přijde na řadu ověření návrhu stroje pomocí MKP softwaru a porovnání s navrženým strojem. Zejména porovnání momentových charakteristik, poměru a velikosti indukčností v osách d a q , kdy výsledné rozměry RSM budou zadány do programu RMXprt a poté z těchto výsledků vytvořen Maxwell 2D design. To znamená, že se ve výsledku budou porovnávat hodnoty jak z analytického výpočtu, tak výsledky z obou programů. Tomu se bude věnovat kapitola čtyři.

Pátá kapitola bude věnována porovnání navrženého synchronního reluktančního stroje s původním asynchronním strojem s krátkým vyhodnocením jejich výsledných účinností. Ta by měla hrát ve prospěch RSM. Podíváme se také na porovnání ztrát obou strojů a jejich momentových charakteristik.

1. Synchronní reluktanční motor

1.1. Princip

Synchronní reluktanční motor je třífázový točivý stroj, jenž využívá principu reluktance k vytvoření točivého momentu. To znamená, že rotor je uspořádán tak, že v jednom směru má malou reluktanci (magnetický odpor). Touto osou bývá zpravidla značená osa d . A v druhém směru kolmém na osu d má naopak reluktanci velkou. Tato osa se značí osa q . Stator nám vytvoří střídavé elektromagnetické pole a rotor RSM se vždy bude vůči němu chtít natočit do směru nejmenšího magnetického odporu. Je tedy zřejmé, že výsledné chování a parametry stroje budou výrazně záležet na poměru $\xi = L_d/L_q$ resp. $\xi = X_d/X_q$, kde X_d je reaktance v ose d a X_q je reaktance v ose q . Čím větší tento poměr bude, tím lepší bude mít motor vlastnosti a účinnost.



Obr. 1: Zjednodušený princip funkce RSM [5]

Z obr. 1 je patrné, že když bude rotor natočen ve stejném směru jako působící magnetické pole, tzn. úhel β mezi nimi bude 0° , tak výsledný točivý moment bude nulový. Rotor se v této poloze vyskytuje na nejnižší energetické hladině, což je pro něj nejpřirozenější. Při změně směru působení magnetického pole dojde k tomu, že úhel β již nebude nulový a rotor se bude snažit opět zaujmout předchozí polohu. Při velikosti $\beta = 90^\circ$ bude výsledný moment největší. Rotací magnetického pole tedy zajistíme tvorbu točivého momentu, jelikož rotor se vždy bude snažit zaujímat výchozí polohu a tím následovat točivé magnetické pole vytvořené rotorem. [1]

1.2. Matematický popis RSM

Fázorový diagram RSM odpovídá nenabuzenému synchronnímu stroji s vyniklými póly. Tím pádem i všechny následující matematické vztahy pro RSM vycházejí z teorie synchronního stroje. Stejně jako u synchronního stroje s vyniklými póly rozeznáváme dva druhy synchronních indukčností a reaktancí. Tyto reaktance se dají určit podle teorie synchronních reaktancí. Podle [1]

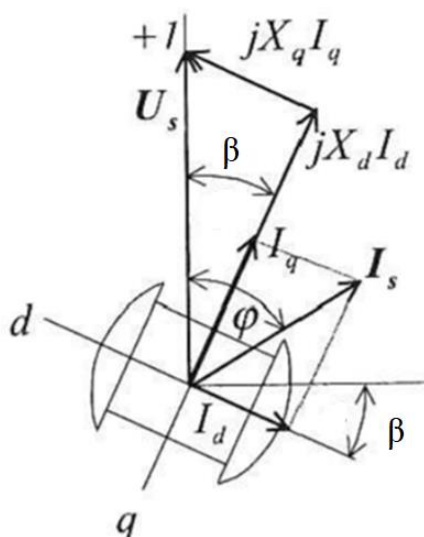
$$L_d = L_{a\sigma} + L_{ad} \quad L_q = L_{a\sigma} + L_{aq} \quad (1.1)$$

$$X_d = X_{a\sigma} + X_{ad} \quad X_q = X_{a\sigma} + X_{aq} \quad (1.2)$$

$L_{a\sigma}$ a $X_{a\sigma}$ je rozptylová indukčnost a reaktance statoru. Dále L_{ad} a X_{ad} je satorová magnetizační indukčnost a reaktance ve směru osy d. A nakonec L_{aq} a X_{aq} je satorová magnetizační indukčnost ve směru osy q. Přičemž platí:

$$L_{ad} > L_{aq}; X_{ad} > X_{aq} \quad (1.3)$$

Z následného fázorového diagramu pro motorický režim dostaneme rovnici pro výkon motoru jako: $P = mU_s(I_q \cos\beta - I_d \sin\beta)$ (1.4)



Obr.2: Zjednodušený fázorový diagram RSM se zanedbáním ztrát [1]

Pro napětí z fázorového diagramu platí:

$$U_s \cos\beta = X_d I_d; U_s \sin\beta = X_q I_q \quad (1.5)$$

Pak pro výkon můžeme psát rovnici:

$$P = m \frac{U_s^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\beta \quad (1.6)$$

Z této rovnice plyne vztah pro moment:

$$M = \frac{m}{\omega_s} \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\beta \quad (1.7)$$

Respektive ve složkovém (d,q) tvaru:

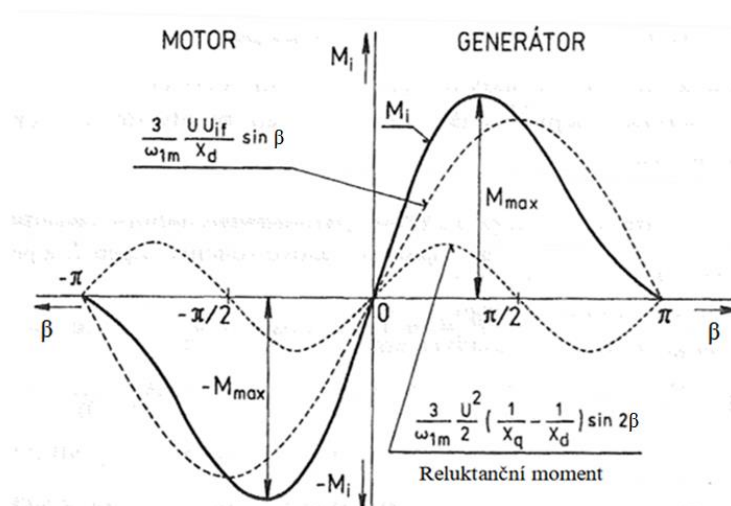
$$M = \frac{m}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \quad (1.8)$$

Z těchto rovnic je tedy vidět, že reluktančního momentu dosáhnou jen stroje s rozdílnou velikostí magnetického odporu v ose d a q. A čím bude tento poměr větší tím bude lepší účinnost motoru. Závisí také na dvojnásobku zátěžného úhlu $\sin 2\beta$. Z rovnice je také vidět, že moment SRM na rozdíl od klasického synchronního stroje nezávisí na indukovaném napětí, respektive budícím proudu, právě díky absenci budícího vinutí.

Pro názornost analogie s momentem synchronního stroje s vyniklými póly dle [11]:

$$M = \frac{m}{\omega_s} \frac{U U_{if}}{2} \sin \beta + \frac{m}{\omega_s} \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\beta \quad (1.9)$$

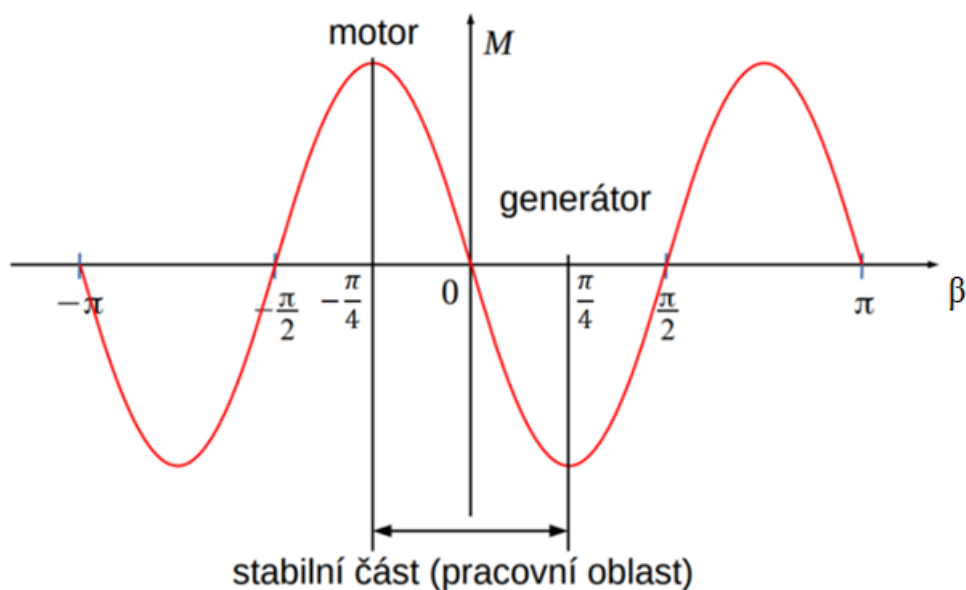
Vztah reluktančního momentu k synchronnímu nejlépe znázorňuje následující obrázek.



Obr. 3: Momentová charakteristika synchronního stroje s vyniklými póly s vyznačenou reluktanční složkou momentu, upraveno z [11]

1.2.1. Momentová charakteristika RSM

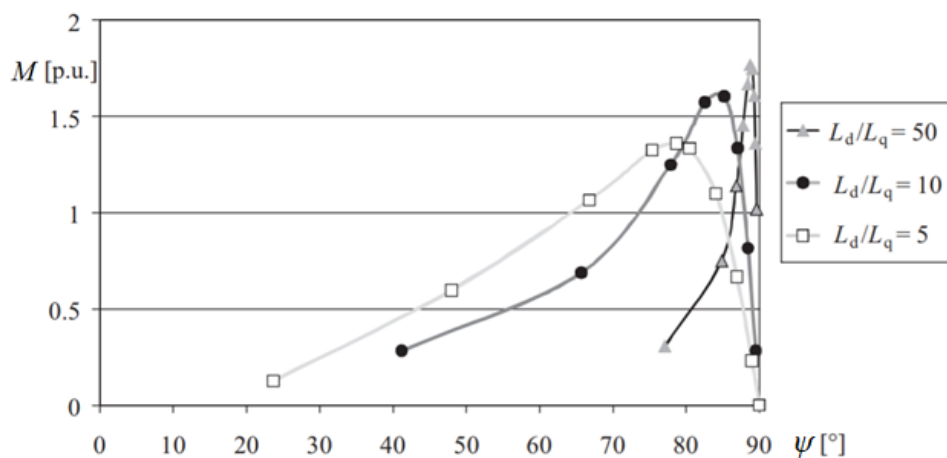
Na obr.4 je momentová charakteristika RSM v závislosti na zátěžném úhlu. Je vidět, že maximální moment stroje nastává při zátěžném úhlu $\pi/4 = 45^\circ$.



Obr. 4: Momentová charakteristika RSM [10]

Jak bylo zmíněno výše RSM vychází z teorie synchronního stroje s vyniklými póly. Proto momentová charakteristika RSM odpovídá synchronnímu stroji, přesněji jeho části závislé na $\sin 2\beta$ a rozdílu magnetických odporů v příčné a podélné ose, jak je vidět v [11]. Stabilní část momentové charakteristiky se nachází v rozmezí $-\frac{\pi}{4}$ až $\frac{\pi}{4}$ zátěžného úhlu.

Následující obrázek ukazuje právě vztah magnetických indukčností (poměru ξ) k vnitřnímu účinníku stroje ψ (κ), kdy poměr $L_d/L_q = 50$, je prakticky nedosažitelný.

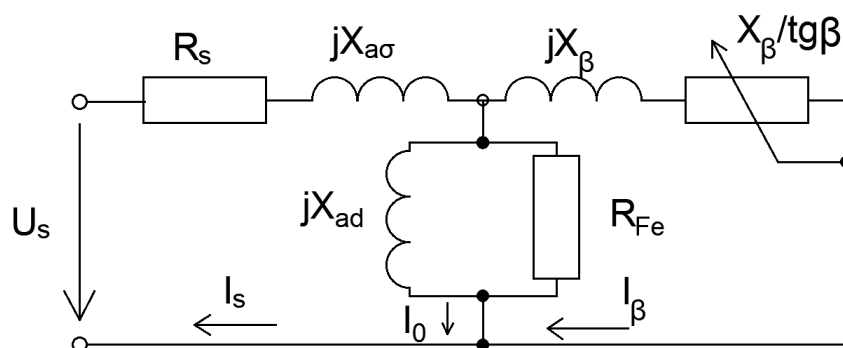


Obr. 5: Závislost momentu RSM na ξ a úhlu ψ , pro 4-pólový motor o výkonu 30 kW, upraveno z [4]

Z obrázku je vidět, že velký poměr indukčností vede na velký proudový úhel, tím pádem malý zátěžný úhel a větší účinník. Grafy platí pro čtyřpólový RSM o výkonu 30 kW.

1.2.2. Náhradní schéma RSM

Podle [1] je náhradní schéma RSM podobné náhradnímu schématu asynchronního motoru, kdy jeho odvození je uvedené v [8]. Toto úplné náhradní schéma, na rozdíl od zjednodušeného, bere v potaz i odpor a rozptylovou reaktanci fáze statoru, a také odpor R_{Fe} , představující ztráty v železe. Je dobré zmínit, že náhradní schéma na obr. 6 platí pro SRM s rozběhovou klecí. Který se používá především pro motory spouštěné přímým připojením k síti.



Obr. 6: Úplné náhradní schéma RSM podle [1]

Parametr stálé reaktance rotoru X_{β} je dán vztahem:

$$X_{\beta} = \frac{X_{ad}X_{aq}}{X_{ad} - X_{aq}} \quad (1.9)$$

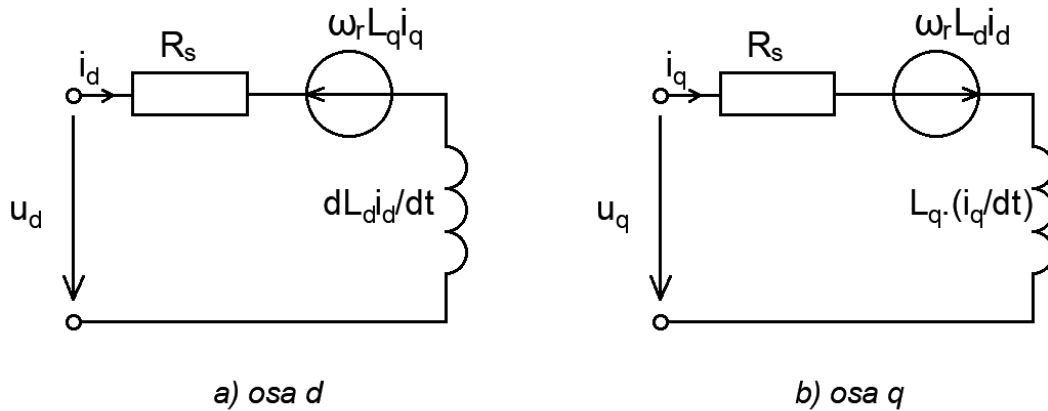
Pro pravou část podélné větve můžeme psát vztah pro impedanci:

$$Z_{\beta} = \frac{X_{\beta}}{tg \beta} - jX_{\beta} \quad (1.10)$$

kde člen $tg \beta$ reprezentuje zátěž na hřídeli motoru. Proud I_{β} tedy také závisí na zatížení.

Motory, u kterých se vyžaduje změna otáček a určitá dynamika jsou napájené pomocí frekvenčních měničů. A většinou se u nich klec nakrátko nevyskytuje. Pak tedy náhradní schéma vypadá tak, že prakticky odpadne pravá strana příčné větve.

Náhradní schéma pro RSM bez klece nakrátko se pak kreslí zvlášť pro osu d a q. Toto náhradní schéma podle [2] je na obr. 7. Nejsou zde uvažovány ztráty v železe a uvažuje se nasycení magnetického obvodu.



Obr. 8: Náhradní schéma RSM bez klece nakrátko, upraveno z [2]

1.3. Optimální provoz RSM

Jelikož RSM nemá permanentní magnety ani vinutí rotoru, je jeho model vyjadřován pro referenční souřadnicový systém d a q. Pak tedy rovnice pro napětí v jednotlivých osách vychází následovně. [23]

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (1.11)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r L_d i_d \quad (1.12)$$

Kde ω_r je elektrická rychlost rotoru v rad/s.

Kritérium optimálního provozu RSM vychází stejně jako u synchronních strojů s permanentními magnety z jeho momentové rovnice a to ve složkovém tvaru, jak je uvedeno v [10].

$$M = \frac{m p}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \quad (1.13)$$

Do této rovnice můžeme dosadit za obě složky proudů:

$$i_d = -i \sin \psi \quad (1.14)$$

$$i_q = i \cos \psi \quad (1.15)$$

Úhel ψ je úhel mezi proudem i_q a fázovým proudem i , což je vnitřní účinník stroje. Pak dostáváme vztah pro moment:

$$M = \frac{m p}{2} (L_d - L_q) i^2 \sin \psi \cos \psi \quad (1.16)$$

kde: $\sin \psi \cos \psi = 0,5 \cos 2\psi$

Poté provedeme derivaci momentu dle ψ za podmínky kdy bude rovna nule:

$$\frac{\partial M}{\partial \psi} = \frac{m p}{2} [(L_d - L_q) i^2 \sin 2\psi] = 0 \quad (1.17)$$

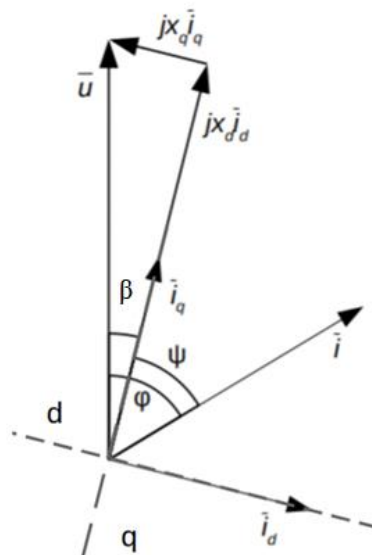
Tato výše uvedená podmínka je splněna právě tehdy, když $\psi = 45^\circ$ a tím pádem $i_d = i_q$. Z toho plyne, že důsledkem MTPA - Maximum Torque Per Ampere, pro SRM je vztah:

$$i_d = i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} i \quad (1.18)$$

a tedy proud i svírá s osou q úhel 45° . Z předchozího vztahu můžeme obě složky proudu vyjádřit v poměrných jednotkách a to tak, že:

$$i_d = i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} i = 0,707 \text{ p. u.} \quad (1.19)$$

Pro účely odvození maximálního účinníku dle kritéria MTPA použijeme upravený fázorový diagram RSM z [10]:



Obr.9: Fázorový diagram RSM upravený z [10]

Z tohoto fázorového diagramu lze potom odvodit:

$$u^2 = (x_d i_d)^2 + (x_q i_q)^2 \quad (1.20)$$

$$u^2 = \frac{1}{2}(x_d i)^2 + \frac{1}{2}(x_q i)^2 \quad (1.21)$$

Uvažujeme-li jmenovité napětí $u = 1 \text{ p.u.}$ a jmenovitý proud $i = 1 \text{ p.u.}$ pak:

$$x_d^2 + x_q^2 = 2 \quad (1.22)$$

Pro úhly z fázorového diagramu platí: $\varphi = \psi + \delta$

Přičemž pro zátěžný úhel β platí vztah (1.23) a následně pro fázový posun φ vztah (1.24), kde je úhel ψ roven 45° :

$$\beta = \operatorname{atan} \frac{x_q}{x_d} \quad (1.23)$$

$$\varphi = 45 + \operatorname{atan} \frac{x_q}{x_d} \quad (1.24)$$

Z výše uvedených vztahů vychází maximální teoreticky dosažitelný účinník RSM jako: $\cos \varphi = \cos 45^\circ = 0,707$. Tato hodnota je dosažitelná jen teoreticky, jelikož by museli být reaktance $x_q = 0 \text{ p.u.}$ a $x_d = 1,41 \text{ p.u.}$ Pro jakékoliv jiné hodnoty reaktancí, respektive reálnou vyniklost stroje, se bude účinník zhoršovat.

1.4. Konstrukce

RSM jsou, co se týče konstrukce, nejjednodušší synchronní stroje. To je také společně se zlepšením technologie měničů frekvence jeden z důvodů, proč se v poslední době začínají více používat. S jednoduchou konstrukcí totiž souvisí určitá úspora materiálů a hlavně snížení času potřebného pro výrobu těchto motorů. RSM pracuje bez jakéhokoliv druhu buzení. O vytváření momentu stroje se stará pouze statorové vinutí. Stator je, co se týče vlnivosti, hladký a rotor má vyjádřené póly.

1.4.1. Stator

Stator RSM je konstrukčně shodný s klasickým synchronním či asynchronním motorem. Jeho magnetický obvod je složen z vzájemně izolovaných elektrotechnických plechů. Vinutí je také uloženo v klasických, nejčastěji v polootevřených drážkách. Stator má tedy za úkol vybudit točivé magnetické pole a vytvářet ve vzduchové mezeře co nejvíce sinusový průběh magnetické indukce.



Obr. 10: Synchronní reluktanční motor [7]

1.4.2. Rotor

Rotor RSM je většinou složen pouze z elektrotechnických plechů, ve kterých jsou vhodným způsobem vytvořeny magneticky nevodivé bariéry. Nejčastěji tak, že jsou vyraženy při ražení samotných plechů. U těchto strojů mohou být rotory provedeny několika

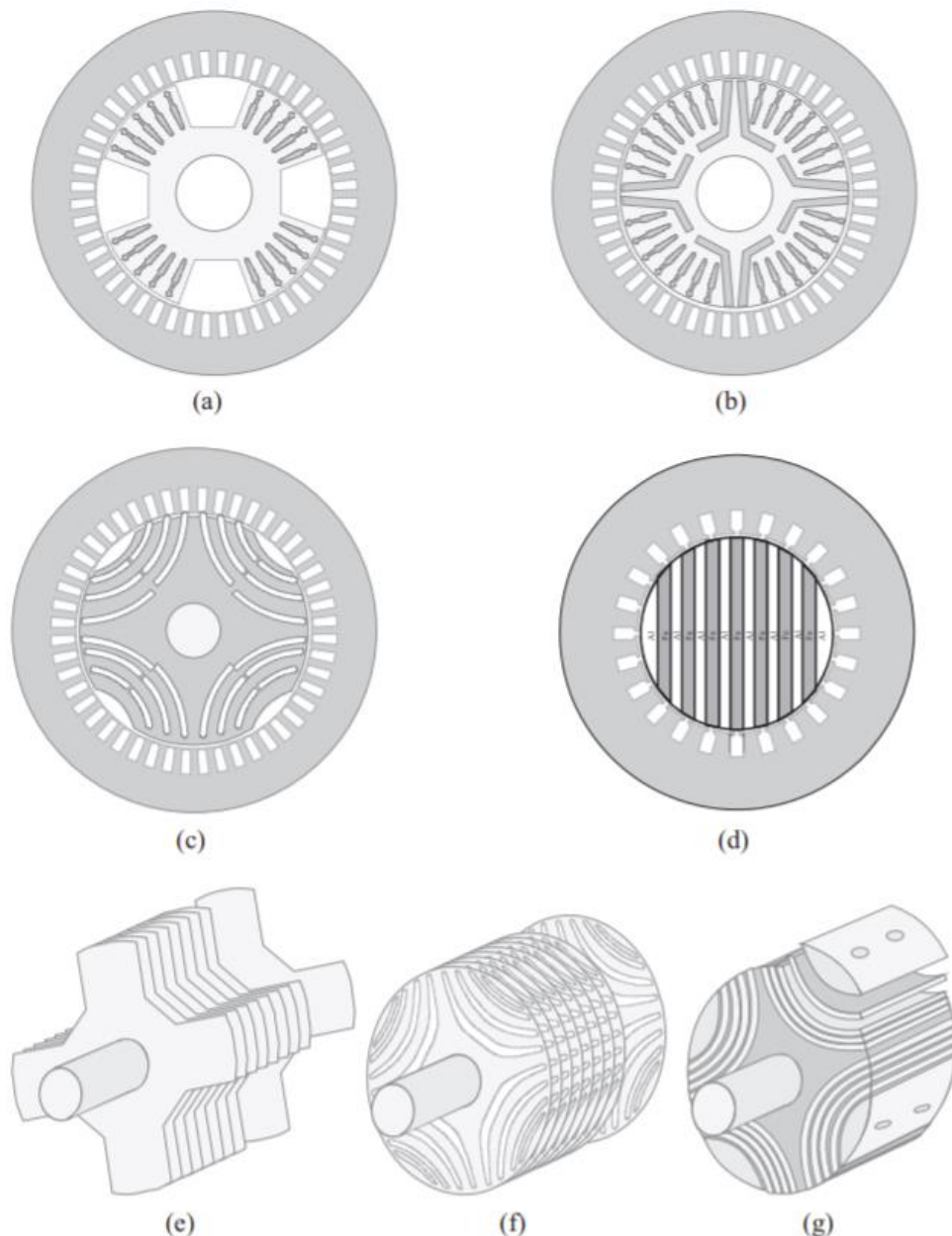
způsoby, jak je ukázáno na obr. 11. V zásadě jde rotory rozdělovat podle dvou kritérií.

Dle způsobu skládání plechů: 1) Radiálně vrstvené

2) Axiálně vrstvené (7d,g)

Dle přítomnosti klece nakrátko: 1) S klecí nakrátko (7a,b)

2) Bez klece nakrátko (7c,d,e,f,g)



Obr. 11: Různé druhy rotorů RSM, převzato z [4]

Rotory na obr. 7 a), b) reprezentují to jak se v začátcích technologie SRM vytvářely rotory. Obr. 7 a) je rotor získaný z klasického asynchronního motoru, tím, že se změnila struktura drážkování klece nakrátko před jejím odlití, respektive i změnou ražení rotorových plechů. Tato konstrukce se již nepoužívá, jelikož dává malý poměr L_d/L_q (cca. 2 - 3) což

vede na malou účinnost a účinník stroje a také na jeho větší rozměry v porovnání s asynchronním motorem. Na obr. 7 b) je také konstrukce vycházející z rotoru asynchronního stroje, zde jsou již přidány magnetické bariéry, tak že na jeden pól je vždy jen jedna bariéra. Tento typ konstrukce je již také zastaralý a má totožné negativní vlastnosti jako předchozí. Také se projevuje velkým zvlněním momentu.

Na obr. 7c) je čtyřpólový RSM s rotorem složeným z radiálně vrstvených elektrotechnických plechů, do kterých byly vyraženy otvory představující magnetické bariéry. Je to jeden z nejčastěji používaných typů rotoru. Tato konstrukce má oproti předchozím dvěma daleko větší poměr L_d/L_q . Také se zde již nenachází klec nakrátko. Vhodnou konstrukcí a velikostí vzduchové mezery můžeme dosáhnout až poměru $L_d/L_q = 10$. Podobná konstrukce je i na obrázku 7f) s tím rozdílem že zde nejsou vyraženy magnetické můstky přerušující jednotlivé bariéry. Na konstrukci můstků se musí dát při návrhu pozor, aby vyhověly mechanickým silám v rotoru a zároveň, aby v nich nedocházelo k přesycování, což by vedlo na zhoršení poměru ξ . Tuto konstrukci bude mít i mnou navržený rotor SRM.

Řez dvoupólovým strojem je na obr. 7d) zde jde již o axiálně vrstvený rotor. Skládá se z hliníkových a železných obdélníkových vrstev, které se střídají. Železné vrstvy vedou magnetický tok a hliníkové naopak působí jako magnetické bariéry. Tato konstrukce může také dosáhnout velkého poměru indukčností. Avšak konstrukce je zde poměrně složitá, jednotlivé vrstvy se na sebe většinou navařují. A také hřídel se musí většinou přivařit, což není optimální výrobní ani funkční řešení.

Obr. 7e) je převzat z konstrukce rotoru synchronního stroje s vyniklými póly. Tato konstrukce dosahuje malého poměru ξ .

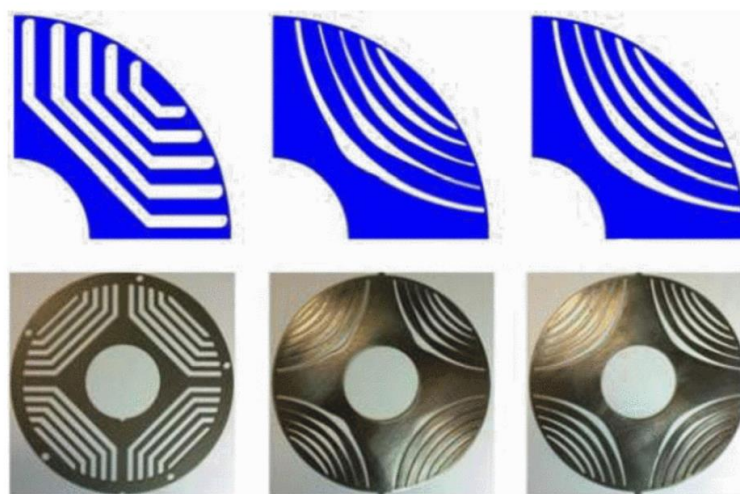
A nakonec na obr. 7g) máme čtyřpólový rotor s axiálně vrstvenou strukturou plechů a bariér. Je to také jeden z nejčastěji zkoumaných typů rotoru. Této konstrukci se v dnešní době věnuje velká pozornost, jelikož je schopná dosáhnout ještě lepších vlastností, než radiálně vrstvený segmentový rotor s vícenásobnými magnetickými bariérami (7c). Také by měla dosahovat menšího zvlnění momentu. Měla by se více blížit k ideálnímu designu rotoru RSM. Konstrukčně jde o jinou topologii, ale podle [2] jde snadněji zkonstruovat při větším počtu bariér na pól a má dosahovat menšího zvlnění momentu. Případ 7c) je tedy konstrukčně výhodnější pro menší počet bariér na pól a 7g) pro větší počet bariér na pól. [2], [4]

2. Návrh rotoru RSM

V současné době jsou nejpoužívanější axiálně vrstvené typy rotorů (ALA – axially laminated) a nebo radiálně vrstvené vícebariérové typy (TLA – transversely laminated). Následující kapitola se bude věnovat jejich návrhu a také jednotlivým rozdílům a specifikacím obou druhů rotoru. U obou konstrukcí platí to, že při návrhu rotoru chceme dosáhnout optimální vyniklosti, tzn. maximálního poměru ξ .

2.1. Radiálně vrstvený vícebariérový rotor (TLA)

Nejčastější tvary rotorových bariér pro čtyřpólový motor:



Obr. 12: Nejčastěji používané tvary bariér, převzato z [13]

2.1.1. Volba počtu bariér rotoru

Počet bariér se volí podobně jako počet drážek asynchronního motoru. Je to jeden z prvních údajů, který musíme znát, než se pustíme do případného upravování tvaru bariér, potažmo celého rotoru. Také proto, že při nevhodně zvoleném počtu bariér by se stroj vůbec nemusel rozběhnout, nebo by hlučel a jeho moment by velmi pulzoval.

$$\text{Platí-li pro asynchronní motor: } Q_1 \pm p \neq Q_2 \pm p \quad (2.1)$$

kde Q_2 znázorňuje počet vrcholů bariér – původně počet drážek rotoru. Celkový počet bariér rotoru bude potom poloviční:

$$N_{bc} = \frac{Q_2}{2} \quad (2.2)$$

Počet bariér na jeden pól bude:

$$N_b = \frac{N_{bc}}{2p} = \frac{Q_2}{4p} \quad (2.3)$$

Pak dostaneme:

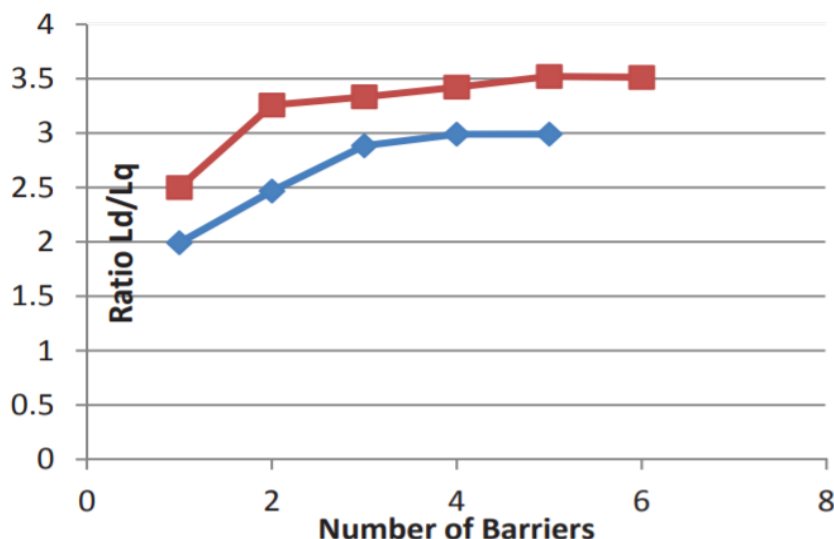
$$Q_1 \pm p \neq 2pN_b \pm p \rightarrow N_b \neq \frac{Q_1}{2p} \pm 1 \quad (2.4)$$

Existuje také alternativní postup volby počtu bariér, ten je popsán například v [14] ze kterého také vychází mnoho autorů prací s tematikou optimalizace rotoru RSM. Zde se tedy vychází z předpokladu že: $n_r = n_s \pm 4$

člen n_s je počet statorových drážek na pólpár a n_r je počet rotorových drážek na pól pár. Výsledky těchto postupů jsou vždy v určité míře orientační. Je vhodné poté ověřit více verzí počtu bariér. Obecně lze říci, že nejlepší je střední cesta, čili ne moc, ani málo bariér. Tzn. budeme-li mít jen např. jednu bariéru na pól, bude poměr ξ velmi malý, naopak velkým zvyšováním počtu bariér už například nad pět, tento poměr dále výrazně neposuneme a jen si ztížíme konstrukci. Což je velmi dobře vidět například v [15].

2.1.2. Optimalizace tvaru bariér

Chceme-li tedy dosahovat vyšších poměrů ξ musíme tvar bariér téměř vždy určitým způsobem upravit a optimalizovat. Způsobů optimalizace byla v čase vyvinuta velká řada, jako například výše zmíněná [15].

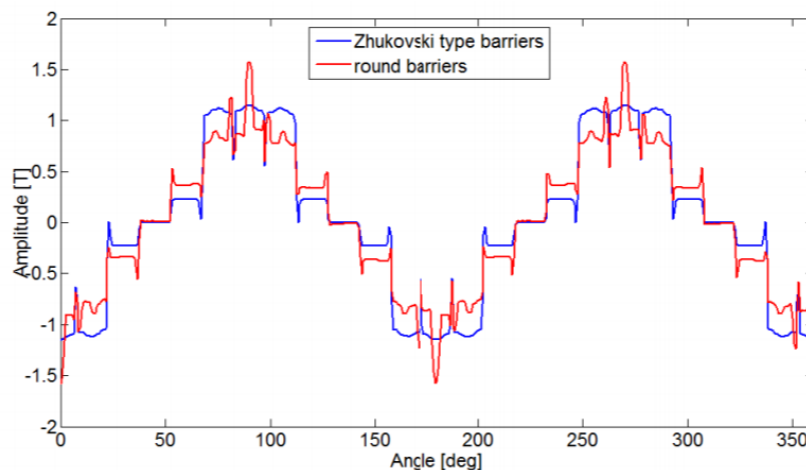


Obr. 13: Závislost počtu bariér na poměru L_d/L_q , převzato z [15]

V grafu je modrý průběh pro design rotoru kdy jsou bariéry stejně široké a navzájem paralelní. Červený průběh reprezentuje optimalizovaný návrh bariér podle tvaru čar

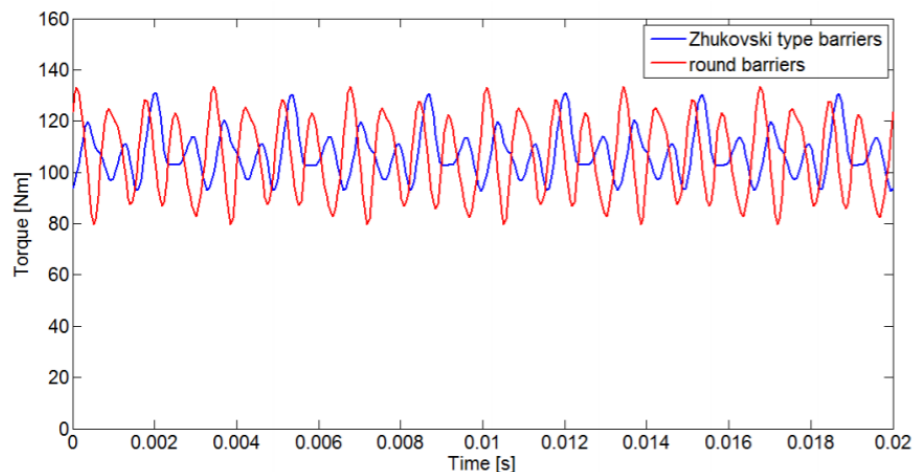
magnetického toku vyvolaného statorem do rotoru bez magnetických bariér. Je tedy vidět že od čtyř bariér na pól se již poměr L_d/L_q prakticky nezvyšuje.

Dalším takovým způsobem je například optimalizace pomocí tzv. Zhukovského funkce jak je uvedeno v [16]. Tyto optimalizace také většinou řeší, nebo se snaží, o co největší eliminaci pulzace momentu RSM, která se přirozeně vyskytuje a také k co nejhladšímu průběhu magnetické indukce. A tím samozřejmě k lepší celkové účinnosti motoru.



Obr. 14: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, převzato z [16]

Na obr. 14 je vidět rozdíl mezi rotorem s bariérami vytvořenými podle Zhukovského funkce a klasickými kulatými. Je vidět že modrý je obecně hladší a více se blíží sinusovému průběhu. Dále z této studie vychází vliv Zhukovského bariér na zvlnění momentu.



Obr. 15: Průběh momentu RSM, převzato z [16]

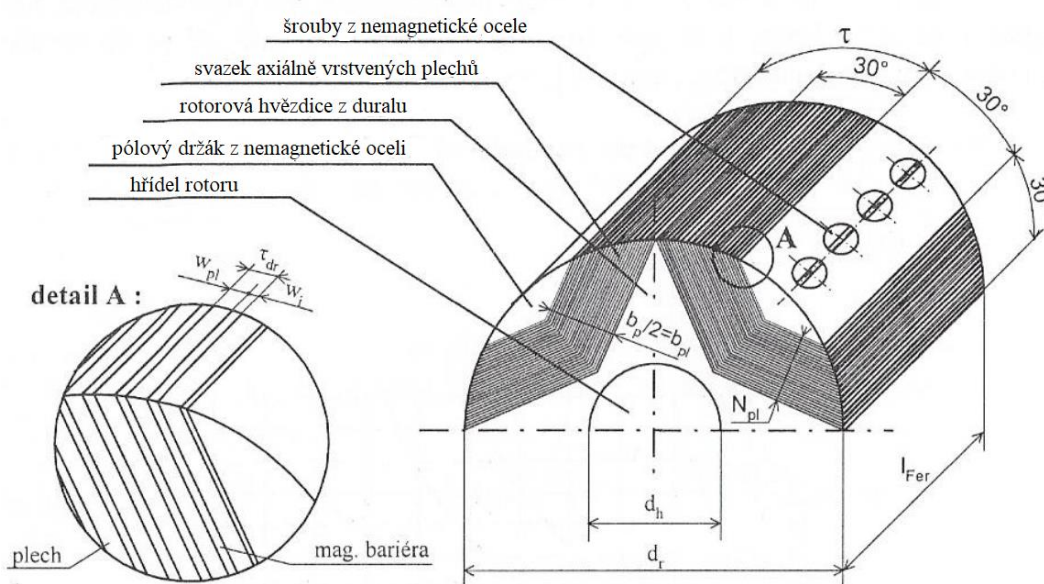
Z grafu je opět patrné, že lepšího výsledku, čili menší pulzace momentu dosahuje optimalizovaný návrh rotoru. Dalším článkem zabývajícím se optimalizací tvaru bariér je například [17], nebo [18],[19]. Například v [17] je optimalizace prováděna tak aby bylo zvlnění momentu co nejmenší a to tak, že bariéry nejsou po obvodu rotoru rozmístěny rovnoměrně, ale tak, že vždy dvě protilehlé skupiny bariér odpovídají každá jednomu pólu

rotoru, jsou vychýleny o např. $2,5^\circ$ od osy d. Nebo například v [13] se snaží též zmírnit zvlnění momentu pomocí optimalizace konců bariér. Konkrétně jejich šířkou.

Další body na které je nutné dát při návrhu pozor je například přesycování můstku mezi bariérami a mezi bariérou a okrajem rotorového plechu. A také mechanická výdrž těchto částí, jelikož jsou nejužší v celé konstrukci rotoru. Je tedy dobré provést alespoň základní simulaci mechanické deformace pomocí některého z MKP softwarů, jako například v [20].

2.2. Axiálně vrstvený rotor (ALA)

Tento způsob konstrukce rotoru RSM je oproti předchozímu náročnější. Jednotlivé vrstvy magneticky vodivého materiálu a magneticky nevodivých bariér se střídají a nakonec jsou upevněny k rotorové hvězdici šroubovým spojem. Avšak jejich konstrukce dosahuje větší vyniklosti, tzn. většího poměru $\xi = L_d/L_q$. A celkově se může více blížit k ideálnímu rotoru RSM.



Obr. 16: Náčrt uspořádání rotorových plechů, upraveno z [2]

2.2.1. Volba počtu bariér na pól N_{pl} (vrstev plech + bariéra)

Jako u rotorů TLA závisí počet bariér na počtu drážek statoru. Kromě toho také na velikosti jejich otevření. Je vhodné aby vycházel alespoň jedna bariéra na každé otevření statorové drážky. N_{pl} má malý vliv na L_d , ale s jeho velikostí se snižuje L_q . Avšak poměr je od hodnoty $N_{pl} = 10$ prakticky konstantní. Zvyšováním počtu vrstev tedy v tomto ohledu dále nevede. Vyšší počet vrstev má ovšem za následek snižování zvlnění momentu a také snižování přídavných ztrát vlivem pulzace magnetického toku.

Nejčastěji se jako materiál plechů volí orientované transformátorové plechy a materiál pro bariéry nejčastěji skelná vlákna, epoxidové, nebo plastické materiály. Jako materiál pro pólové držáky se používají nemagnetické a nevodivé materiály.[2]

Většina návrhů počítá s čtyř pólovým strojem. Existují také návrhy na dvou, či šesti pólový. Dvoupólový by dosahoval ještě většího poměru ξ , ale pro jeho komplikovanou konstrukci se téměř nepoužívá.

2.2.2. Magnetický izolační poměr a_i

Tento poměr je dalším důležitým ukazatelem při návrhu rotoru RSM. Je to poměr tloušťky magnetické bariéry (w_i) ku součtu tloušťky plechu (w_{pl}) a w_i . Tedy vztah:

$$a_i = \frac{w_i}{w_i + w_{pl}} \quad (2.5)$$

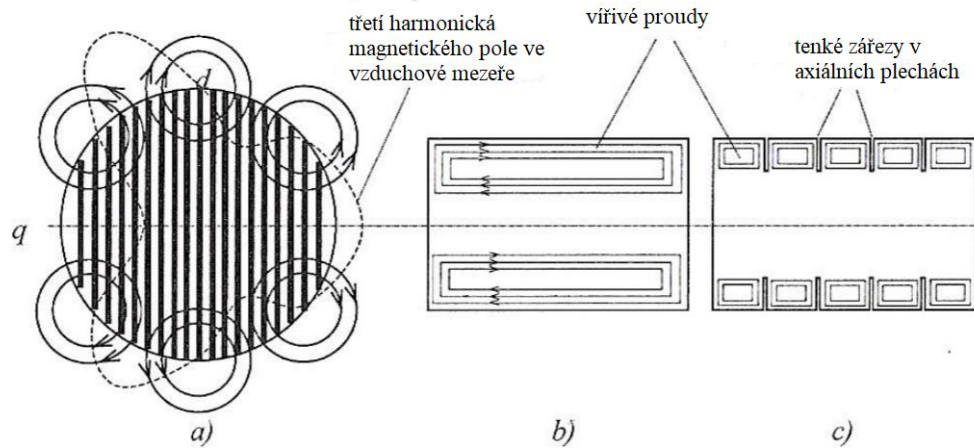
Nejčastěji volíme $a_i = 0,5$ to znamená stejnou tloušťku plechu i bariéry. Kdybychom chtěli co nejvíce zvýšit poměr, pak musíme vzít v úvahu i sycení rotoru a tím pádem nám vyjde poměr a_i cca 0,3 až 0,4. Pak můžeme tedy uvažovat vztah pro celkovou vyniklost stroje jako:

$$\xi = \frac{X_d}{X_q} = \frac{(a_i r + \delta_c)}{\delta_c} = \frac{a_i r}{\delta_c} + 1 \quad (2.6)$$

Dle tohoto vztahu, bez uvažování sycení a s poměrem $r/\delta = 120$ a izolačním poměrem $a_i = 0,5$ a hlavně pro dvojpólový stroj, se můžeme dostat na hodnotu ξ blízkou 60. Do tohoto předpokladu nám pak ještě zasáhne výše zmíněný počet bariér na pól, takže výsledná hodnota bude o něco menší. [2]

2.2.3. Problém vířivých proudů

Dalším významným negativním faktorem této konstrukce je vznik ztrát vířivými proudy, vlivem vyšších harmonických. Tento faktor se samozřejmě snažíme omezit a to například zářezy na plechách které tak kladou odpor vířivým proudům.[2]



Obr. 17: Třetí harmonická magnetického pole ve vzduchové mezeře. a) siločáry magnetického pole, b) a c) trasy vířivých proudů v rotorových plechách

Toto je ovšem další problém který komplikuje už tak složitější výrobu těchto rotorů oproti radiálně vrstveným (TLA). Podle [2] jsou v budoucnu možné dva scénáře. Buďto se zpracuje kvalitní a výhodný technologický postup pro výrobu ALA rotorů a nebo se vývoj bude dále zabývat spíše rotory TLA. Optimalizací axiálně vrstvených rotorů se věnuje právě [2] nebo [21],[22].

3. Návrh synchronního reluktančního motoru

Cílem této diplomové práce je návrh RSM podle existujícího asynchronního motoru. Konkrétně motor Siemens 1LA7 163-4AA10, podklady k tomuto stroji poskytl vedoucí této práce. S tím, že dojde k záměně rotoru ASM za rotor synchronního reluktančního stroje. A poté dojde k porovnání vlastností těchto dvou strojů. Postup návrhu se v mnoha ohledech shoduje s klasickým synchronním motorem, či PMSM. Co se týče výpočtu magnetického obvodu a vinutí statoru. Hlavní odlišnost je v návrhu rotoru.

3.1. Zadání

Samotný návrh stroje se bude řídit podle štítkových parametrů výchozího asynchronního motoru, které jsou následovné.

Jmenovitý výkon:	$P_n = 11000 \text{ W}$
Jmenovité napětí:	$U_n = 400 \text{ V}$
Jmenovité otáčky:	$n_n = 1500 \text{ ot/min}$
Účíník:	$\cos\varphi = 0,84$
Účinnost:	$\eta = 88,5 \%$
Jmenovitý moment:	$M_n = 72 \text{ Nm}$
Jmenovitý proud:	$I_n = 21,5 \text{ A}$
Počet pólů:	$2p = 4$

Jelikož jde o synchronní stroj, tak v mém případě budou otáčky synchronní.

3.2. Výpočet hlavních parametrů stroje

Zdánlivý výkon stroje:

$$S_n = \sqrt{3}U_n I_n = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 21,5 = 14895,6 \text{ VA} \quad (3.2.1)$$

Fázové napětí vychází ze sdruženého:

$$U_f = \frac{U_n}{\sqrt{3}} = \frac{400}{\sqrt{3}} = 230 \text{ V} \quad (3.2.2)$$

Frekvence stroje:

$$f = \frac{p n}{60} = \frac{2 \cdot 1500}{60} = 50 \text{ Hz} \quad (3.2.3)$$

Jmenovitý moment stroje:

$$M_n = \frac{30 P}{\pi n} = \frac{11000 \cdot 30}{\pi \cdot 1500} = 70,03 \text{ Nm} \quad (3.2.4)$$

Vzhledem k tomu že mám k dispozici rozměry asynchronního motoru, tak nemusím odhadovat hodnotu průměru kotvy D_1 , ani délku stroje l . Viz příloha číslo 3. Dále je třeba určit hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ . Tyto hodnoty jsou následovné:

$$D_1 = 0,1436 \text{ m}$$

$$B_\delta = 0,89 \text{ T}$$

$$l = 0,1365 \text{ m}$$

Vnitřní elektromagnetický výkon stroje:

$$S_i = k_e S_n = 0,959 \cdot 14895,6 = 14284,9 \text{ VA} \quad (3.2.5)$$

Kde k_e je poměr indukovaného ku fázovému napětí stroje (činitel elektromotorické síly), jeho hodnota byla zvolena 0,959.

Pro určení obvodové proudové hustoty musíme znát Essonův činitel:

$$C = \frac{S_i}{D_1^2 n l} = \frac{14284,9}{0,144^2 \cdot 1500 \cdot 0,1365} = 3364,6 \text{ VA/m}^3 \text{ ot} \quad (3.2.6)$$

Poté je obvodová proudová hustota:

$$A = \frac{60\sqrt{2}C}{\pi^2 B_\delta k_{v1}} = \frac{60 \cdot \sqrt{2} \cdot 3364,6}{\pi^2 \cdot 0,89 \cdot 0,9495} = 34231,4 \text{ A/m} \quad (3.2.7)$$

Kde k_{v1} je činitel vinutí stroje, který byl spočten analyticky, výpočet bude uveden dále.

Mezipólová rozteč statoru:

$$t_p = \frac{\pi D_1}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,144}{4} = 0,1131 \text{ m} \quad (3.2.8)$$

3.3. Výpočet statorového vinutí

Ze znalosti asynchronního stroje můžeme říct že, statorové vinutí je uloženo v $Q_1=48$ drážkách a bude se jedna o vinutí jednovrstvé ($2u=1$), kdy každá cívka bude tvořena $N_c=15$ závitů.

Pak tedy vychází pólová rozteč:

$$t_{pd} = \frac{Q_1}{2p} = \frac{48}{4} = 12 \quad (3.3.1)$$

Cívkový krok v počtu drážek:

$$y_{1d} = t_{pd} \beta = 12 \cdot 0,9 = 11 \quad (3.3.2)$$

Ideální zkrácení kroku by bylo $\beta = 5/6$, ale při tomto zkrácení by po zaokrouhlení vyšel cívkový krok v počtu drážek sudé číslo, což je neproveditelné v případě že máme

jednovrstvé vinutí.

Počet drážek na pól a fázi:

$$q = \frac{Q_1}{2p m} = \frac{48}{4 \cdot 3} = 4 \quad (3.3.3)$$

Počet cívek stroje:

$$K = Q_1 u = 48 \cdot 0,5 = 24 \quad (3.3.4)$$

Přední cívkový krok:

$$y_1 = y_{1d} = 11 \quad (3.3.5)$$

Jelikož je vinutí smyčkové, nekřížené bude zadní krok:

$$y_2 = 2y_k - y_1 = 2 \cdot 1 - 11 = -9 \quad (3.3.6)$$

Činitel vinutí lze získat buďto z Tingleyho schématu, nebo numericky. V této práci zatím postačí numerický výpočet. Ovšem později pro zjištění diferenčního rozptylu bude nutné vytvořit Tingleyho schéma a Görgesův obrazec. Jejich tvorba je popsána v [10]. Tingleyho schéma pro tento stroj je uvedené v příloze č. 6. a Görgesův obrazec v příloze č. 5.

Činitel rozlohy tedy bude:

$$k_r = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 4}\right)} = 0,9577 \quad (3.3.7)$$

Činitel kroku:

$$k_y = \sin\left(\frac{y_{1d} \pi}{t_{pd} 2}\right) = \sin\left(\frac{11 \cdot \pi}{12 \cdot 2}\right) = 0,9914 \quad (3.3.8)$$

A tedy činitel vinutí vychází ze vztahu:

$$k_{v1} = k_r k_y = 0,9577 \cdot 0,9914 = 0,9495 \quad (3.3.9)$$

Počet závitů v sérii:

$$N_{s1} = 2p q u N_c = 4 \cdot 4 \cdot 0,5 \cdot 15 = 120 \quad (3.3.10)$$

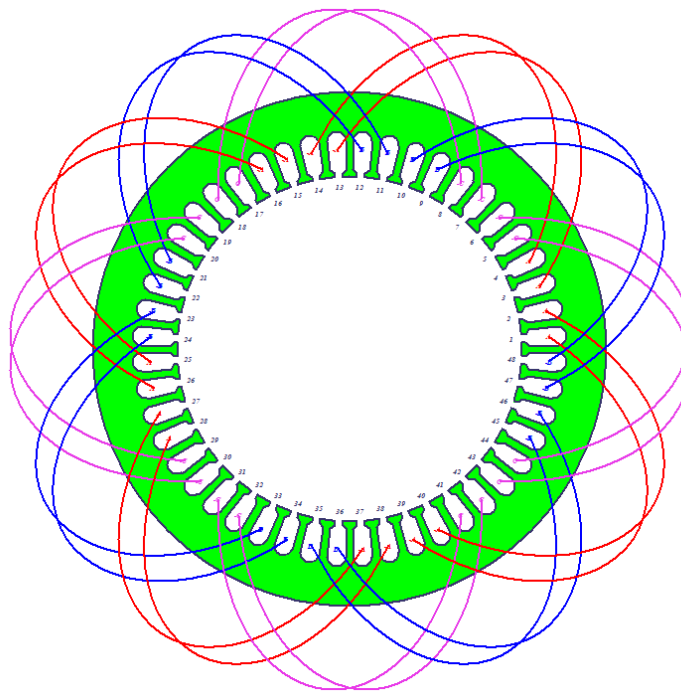
Proud procházející jednou drážkou:

$$I_{dr} = \frac{\pi D_1 A}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 0,144 \cdot 34231,4}{48} = 322,62 \text{ A} \quad (3.3.11)$$

Nyní lze ověřit počet závitů pro jednu cívku:

$$N_d = N_c = \frac{I_{dr}}{I_n} = \frac{322,62}{21,5} \cong 15 \quad (3.3.12)$$

Na následujícím obrázku je schéma pospojování vinutí vygenerovaného z RMXprt.



Obr. 18: Vygenerované rozložení vinutí dle RMXprt

3.4. Výpočet rozptylové reaktance na základě měření na AS

Následující výpočty byly provedeny pomocí naměřených hodnot z měření naprázdno asynchronního stroje při teplotě 20 °C. Tyto hodnoty byly naměřeny a poskytnuty autorovi vedoucím práce.

U_u [V]	U_v [V]	U_w [V]	σU [V]	I_u [A]	I_v [A]	I_w [A]	σI [A]	S [VA]	P [W]	Q [Var]	R [Ω]	X_σ [Ω]
27,70	27,90	27,91	27,84	9,63	9,71	9,76	9,70	810	251	770	0,89	2,73
33,01	33,10	33,30	33,14	12,12	12,22	12,30	12,21	1214	393	1149	0,88	2,57
37,70	37,90	38,00	37,87	14,40	14,52	14,60	14,51	1648	551	1553	0,87	2,46
44,00	44,20	44,30	44,17	17,52	17,68	17,75	17,65	2339	810	2194	0,87	2,35
47,10	47,20	47,30	47,20	19,00	19,20	19,30	19,17	2714	956	2540	0,87	2,30
53,00	53,10	53,30	53,13	22,10	22,30	22,50	22,30	3555	1286	3314	0,86	2,22
57,80	57,80	58,00	57,87	24,60	24,80	25,10	24,83	4311	1598	4004	0,86	2,16
76,20	76,30	76,60	76,37	35,30	35,70	36,00	35,67	8171	3270	7488	0,86	1,96
80,90	80,90	81,30	81,03	38,20	38,60	38,90	38,57	9376	3822	8561	0,86	1,92
84,70	84,80	85,10	84,87	40,60	41,00	41,40	41,00	10439	4327	9500	0,86	1,88
88,40	88,30	88,80	88,50	42,90	43,30	43,80	43,33	11505	4832	10441	0,86	1,85
93,00	93,00	93,40	93,13	45,90	46,30	46,80	46,33	12946	5528	11706	0,86	1,82

Tab. 1: Naměřené a vypočtené hodnoty z měření AS naprázdno

Pro další výpočty bude důležitá hodnota rozptylové reaktance statorového vinutí X_σ . Ta byla spočtena následným postupem:

Zdánlivý výkon pro vyznačený stav stroje:

$$S_z = 3U_z I_z = 3 \cdot 53 \cdot 22,3 = 3554,4 \text{ VA} \quad (3.4.1)$$

Jalový výkon stroje:

$$Q_z = \sqrt{S_z^2 - P_z^2} = \sqrt{3554,4^2 - 1286^2} = 3313,6 \text{ kVar} \quad (3.4.2)$$

Odpor stroje pro stav naprázdno:

$$R_z = \frac{P_z}{3 I_z^2} = \frac{1286}{3 \cdot 22,3^2} = 0,862 \ \Omega \quad (3.4.3)$$

Reaktance stroje pro stav naprázdno:

$$X_z = \frac{Q_z}{3 I_z^2} = \frac{3313,6}{3 \cdot 22,3^2} = 2,221 \ \Omega \quad (3.4.4)$$

Rozptylová reaktance statorového vinutí, kde R_{z1} je změřený odpor statorového vinutí ve stavu naprázdno:

$$X_{1\sigma} = \frac{R_{z1}}{R_z} \cdot X_z = \frac{0,395}{0,862} \cdot 2,221 = 1,018 \ \Omega \quad (3.4.5)$$

Magnetizační reaktance z měření naprázdno. Pro tento výpočet bude použita druhá tabulka hodnot poskytnutá vedoucím práce. Jak je uvedeno v tabulce 3.4.2 jedná se o měření naprázdno při jmenovitém napětí.

fáze	U [V]	I [A]	P [W]	S [VA]	Q [Var]
u	230	8,8	185	2024	2016
v	230	8,4	185	1932	1923
w	230	8,8	185	2024	2016
\emptyset	230	8,67	555	5980	5954

Tab. 2: Měření naprázdno při jmenovitém napětí.

$$X_\mu = \frac{Q_\emptyset}{3 I_\emptyset^2} - X_{1\sigma} = \frac{5954}{3 \cdot 8,67^2} - 1,081 = 25,385 \ \Omega \quad (3.4.6)$$

Indukované napětí:

$$U_{iz} = U_f - \sqrt{R_{z1}^2 - X_{1\sigma}^2} I_\emptyset = 230 - \sqrt{0,395^2 - 2,221^2} \cdot 8,67 = 221,5 \text{ V} \quad (3.4.7)$$

Procentní hodnota úbytku napětí na rozptylové reaktanci:

$$x_{\sigma\%} = \frac{X_{1\sigma} I_f}{U_f} \cdot 100 = \frac{1,018 \cdot 21,5}{230} \cdot 100 = 9,475 \% \quad (3.4.6)$$

3.5. Určení reaktancí v osách d a q

Určení reaktancí vychází z poznatků z kapitoly 1.3. Optimální provoz RSM. Při výpočtu budu uvažovat vyniklost $L_d = 4L_q$. Potom tedy ze vztahu poměrných velikostí reaktancí (1.22) vychází:

$$16x_q^2 + x_d^2 = 2 \quad (3.5.1)$$

A poté hodnoty reaktancí v poměrných jednotkách:

$$x_q = \sqrt{\frac{2}{17}} = 0,343 \text{ p. u.} \quad (3.5.2)$$

$$x_d = 4 x_q = 1,372 \text{ p. u.} \quad (3.5.3)$$

Teoretický účinník RSM potom bude:

$$\cos\varphi = \cos\left(45^\circ + \operatorname{atan}\left(\frac{x_q}{x_d}\right)\right) = 0,514 \quad (3.5.4)$$

Následující výpočty povedou k výpočtu vzduchové mezery. Nejprve bude spočtena velikost vzduchové mezery na základě rozptylové reaktance spočtené z naměřených hodnot AS a za pomoci dopočetní indukčnosti v ose d pomocí předchozích předpokladů.

Impedance stroje:

$$Z_n = \frac{U_f}{I_f} = \frac{230}{21,5} = 10,74 \Omega \quad (3.5.5)$$

Nyní spočteme celkovou reaktanci v jednotlivých osách, což bude rozdíl reaktancí v poměrných jednotkách a procentní hodnotě úbytku napětí na rozptylové reaktanci statoru získané pomocí naměřených hodnot z kapitoly 3.4, konkrétně ze vztahu (3.4.6).

$$x_{ad} = x_d - \frac{x_{\sigma\%}}{100} = 1,372 - 0,0948 = 1,277 \quad (3.5.6)$$

$$x_{aq} = x_q - \frac{x_{\sigma\%}}{100} = 0,343 - 0,0948 = 0,248 \quad (3.5.7)$$

Z toho reálné hodnoty reaktancí:

$$X_{ad} = Z_n x_{ad} = 10,74 \cdot 1,277 = 13,719 \Omega \quad (3.5.8)$$

$$X_{aq} = Z_n x_{aq} = 10,74 \cdot 0,248 = 2,666 \Omega \quad (3.5.9)$$

K výpočtu vzduchové mezery potřebujeme jen hodnotu indukčnosti v ose d:

$$L_{ad} = \frac{X_{ad}}{2\pi f} = \frac{13,719}{2\pi \cdot 50} = 43,7 \text{ mH} \quad (3.5.10)$$

Výpočet vzduchové mezery:

$$\begin{aligned} \delta''' &= \frac{2 m 4\pi 10^{-7} (N_{s1} k_{v1})^2 t_p l}{L_{ad} \pi^2 p} = \\ &= \frac{2 \cdot 3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot (120 \cdot 0,9495)^2 \cdot 0,1131 \cdot 0,1365}{0,0437 \cdot \pi^2 \cdot 2} = \\ &= 1,75 \text{ mm} \end{aligned} \quad (3.5.10)$$

Nyní je třeba předběžně určit činitel nasycení a Carterův činitel pro dopočetní skutečné hodnoty velikosti vzduchové mezery. Činitel nasycení po konzultaci s vedoucím práce volím $k_{sat} = 1,2$ a Carterův činitel volím $k_c = 1,1$. Oba tyto činitele budou dále přesně spočítány a iteračním způsobem dosaženo finálního rozměru vzduchové mezery.

$$\delta'' = \frac{\delta'''}{k_{sat}} = \frac{0,00175}{1,2} = 1,458 \text{ mm} \quad (3.5.10)$$

Potom tedy předběžná hodnota mechanické vzduchové mezery vychází jako:

$$\delta' = \frac{\delta''}{k_c} = \frac{0,001458}{1,1} = 1,326 \text{ mm} \quad (3.5.10)$$

3.6. Výpočet magnetického obvodu

Magnetický obvod statoru bude složen z plechů M350-50A. Jejich katalogový list je v příloze číslo 1. Stroj nemá velký výkon, takže v plechách nebudou vyraženy žádné dodatečně vyražené chladicí kanály.

Indukované $U_i = 221,4 \text{ V}$ napětí již bylo spočteno ze vztahu (3.4.7). Nyní je třeba vypočítat magnetický tok stroje.

$$\Psi_1 = \frac{\sqrt{2} U_f}{2\pi f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 230}{2\pi \cdot 50} = 1,0396 \text{ Wb} \quad (3.6.1)$$

$$\Phi_1 = \frac{\Psi_1}{N_{s1} k_{v1}} = \frac{1,0396}{120 \cdot 0,9495} = 9,12 \text{ mWb} \quad (3.6.2)$$

Z toho poté plyne indukce ve vzduchové mezeře jako:

$$B_\delta = \frac{\Phi_1}{\frac{2}{\pi} t_p l} = \frac{9,12 \cdot 10^{-3}}{\frac{2}{\pi} \cdot 0,1131 \cdot 0,1365} = 0,928 \text{ T} \quad (3.6.3)$$

Statorové jho:

Magnetický tok statorovým jhem:

$$\Phi_{j1} = \frac{\Phi_1}{2} = \frac{9,12 \cdot 10^{-3}}{2} = 4,56 \text{ mWb} \quad (3.6.4)$$

Výšku statorového jha spočítáme ze známých rozměrů statoru, kde D_e je vnější průměr statoru, h_{d1} je výška statorové drážky a D_i je vnitřní průměr statoru.

$$h_{j1} = \frac{D_e - D_i}{2} - h_{d1} = \frac{0,235 - 0,144}{2} - 0,0212 = 0,0243 \text{ m} \quad (3.6.5)$$

Magnetická indukce v statorovém jhu, kde k_{Fe} je činitel plnění železa:

$$B_{j1} = \frac{\Phi_{j1}}{h_{j1} k_{Fe} l} = \frac{0,00456}{0,0243 \cdot 0,97 \cdot 0,1365} = 1,418 \text{ T} \quad (3.6.6)$$

Zuby statoru:

Drážková rozteč statoru:

$$t_{d1} = \frac{\pi D_i}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 0,144}{48} = 0,00942 \text{ m} \quad (3.6.5)$$

Magnetický tok statorovým zubem:

$$\Phi_{z1} = B_\delta t_{d1} l = 0,928 \cdot 0,00942 \cdot 0,1365 = 1,19 \text{ mWb} \quad (3.6.4)$$

Magnetická indukce v statorovém zubu, kde b_z je šířka zubu:

$$B_{z1} = \frac{\Phi_{z1}}{b_z k_{Fe} l} = \frac{0,00119}{0,0053 \cdot 0,97 \cdot 0,1365} = 1,702 \text{ T} \quad (3.6.5)$$

Rotorové jho:

Přibližná výška rotorového jha:

$$h_{j2} = \frac{D_2 - D_i}{2} = \frac{0,141 - 0,053}{2} = 0,044 \text{ m} \quad (3.6.6)$$

Hmotnost rotorového jha:

$$m_{j2} = \rho_{Fe} \pi (D_2 - h_{j2}) l h_{j2} = 7650 \cdot \pi \cdot (0,141 - 0,044) \cdot 0,1365 \cdot 0,044 = 14 \text{ kg} \quad (3.6.7)$$

Magnetická indukce rotorového jha:

$$B_{j2} = \frac{\Phi_1}{2h_{j2} k_{Fe} l} = \frac{4,56 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,044 \cdot 0,97 \cdot 0,1365} = 0,782 \text{ T} \quad (3.6.8)$$

3.7. Výpočet Carterova činitele a činitele nasycení

3.7.1. Carterův činitel

Tento činitel byl při prvotním výpočtu vzduchové mezery přibližně určen po konzultaci s vedoucím práce na hodnotu $k_c = 1,1$. Následujícím postupem bude určen přesně. Kde b_0 je šířka ústí drážky statoru.

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{0,0028}{0,00115}\right)^2}{5 + \frac{0,0028}{0,00115}} = 0,802 \quad (3.7.1)$$

Výsledná velikost Carterova činitele je tedy:

$$k_c = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma \delta} = \frac{0,094}{0,094 - 0,802 \cdot 0,0015} = 1,108 \quad (3.7.2)$$

Potom výsledná hodnota vzduchové mezery bude:

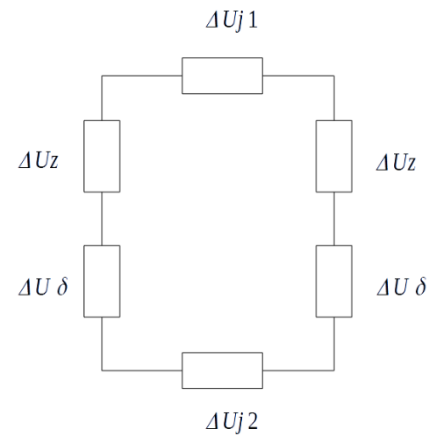
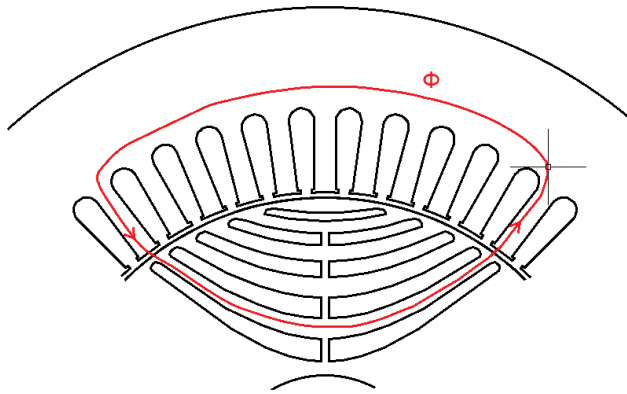
$$\delta_c = k_c \delta = 1,108 \cdot 0,00115 = 0,0013 \text{ m} \quad (3.7.3)$$

3.7.2. Činitel nasycení

Pro výpočet činitele nasycení si budeme muset spočítat úbytky na magnetickém obvodu stroje. Po výpočtu činitele nasycení bude iteračně proveden výpočet vzduchové mezery. Hodnoty které zde uvádím jsou již konečné po přepočítání.

Hodnoty intenzity magnetického pole v jednotlivých částech obvodu určené z katalogového listu M350-50A a výše vypočtených hodnot magnetických indukcí:

$$\begin{aligned} B_{j1} = 1,418 \text{ T} &\rightarrow H_{j1} = 500 \text{ A/m} \\ B_{j2} = 0,782 \text{ T} &\rightarrow H_{j2} = 100 \text{ A/m} \\ B_{z1} = 1,702 \text{ T} &\rightarrow H_{z1} = 6500 \text{ A/m} \end{aligned}$$



Obr. 19: Náhradní schéma magnetického obvodu stroje

Úbytek napětí na vzduchové mezeře:

$$\Delta U_{\delta} = \frac{1}{\mu_0 B_{\delta} \delta_c} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,928 \cdot 0,0013} = 938,5 \text{ A} \quad (3.7.4)$$

Úbytek napětí v zubu statoru:

$$\Delta U_{z1} = 2 h_z H_z = 2 \cdot 0,0214 \cdot 6500 = 278,2 \text{ A} \quad (3.7.5)$$

Pro určení úbytku napětí ve jhu statoru potřebujeme znát jeho délku střední siločáry:

$$l_{j1} = \frac{(D_e - h_{j1}) \pi}{2p} = \frac{(0,235 - 0,0243) \pi}{4} = 0,1655 \text{ m} \quad (3.7.6)$$

Poté úbytek napětí na jhu statoru:

$$\Delta U_{j1} = l_{j1} H_{j1} = 0,1655 \cdot 500 = 82,7 \text{ A} \quad (3.7.7)$$

Obdobně pro úbytek napětí na rotoru:

$$l_{j2} = \frac{(D_2 - h_{j2}) \pi}{2p} = \frac{(0,1411 - 0,044) \pi}{4} = 0,0762 \text{ m} \quad (3.7.8)$$

$$\Delta U_{j2} = l_{j2} H_{j2} = 0,0762 \cdot 100 = 7,62 \text{ A} \quad (3.7.9)$$

Nyní můžeme určit celkový úbytek napětí na magnetickém obvodu:

$$\begin{aligned} \Delta F_m &= \Delta U_{\delta} + \Delta U_{z1} + \Delta U_{j1} + \Delta U_{j2} = 938,5 + 278,2 + 82,7 + 7,62 \\ &= 1307,4 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.7.10)$$

A z něj určit činitel nasycení jako:

$$k_{sat} = \frac{F_m}{\Delta U_\delta} = \frac{1307,4}{938,5} = 1,385 \quad (3.7.11)$$

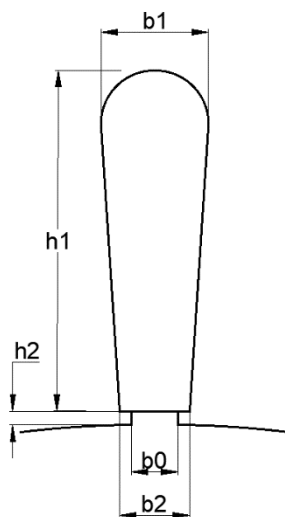
3.8. Výpočet indukčností v ose d a q

Vypočtené indukčnosti poslouží jako jeden z hlavních ukazatelů správnosti návrhu v porovnání s parametry získanými pomocí simulace stroje v MKP softwaru. První co musíme určit jsou činitele magnetické vodivosti λ_d a λ_q a do nich je třeba zahrnout zkrácení kroku vinutí, jako činitele k_β , k_β' . Odvození postupu je uvedeno v [6].

$$k_\beta' = \frac{1}{4} (1 + 3\beta) = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot 0,9) = 0,925 \quad (3.8.1)$$

$$k_\beta = \frac{1}{4} (1 + 3k_\beta') = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot 0,925) = 0,944 \quad (3.8.2)$$

Nyní už lze určit činitele drážkového rozptylu i činitele rozptylu čel, kde b_2 , h_2 a h_1 jsou rozměry drážky.



Rozměry statorové drážky	
h1 [mm]	20,4
h2 [mm]	0,8
b0 [mm]	2,8
b1 [mm]	6,4
b2 [mm]	4,2

Tab. 3: Rozměry statorové drážky

Obr. 20: Detail statorové drážky

Činitel drážkového rozptylu:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \frac{h_1}{3b_2} k_\beta + \left(\frac{3h_2}{b_2 + b_0} \right) k_\beta' = \frac{20,4}{3 \cdot 4,2} \cdot 0,944 + \left(\frac{3 \cdot 2,8}{4,2 + 2,8} \right) \cdot 0,925 = \\ &= 2,64 \end{aligned} \quad (3.8.3)$$

Činitel rozptylu čel:

$$\lambda_{\zeta} = 0,34 \frac{q}{l} (l - 0,64\beta t_p) = 0,34 \cdot \frac{4}{0,1365} \cdot (1 - 0,64 \cdot 0,9 \cdot 0,113) =$$

$$= 0,713 \quad (3.8.4)$$

Magnetizační indukčnost, výpočet je převzat z [4] a po konzultaci s vedoucím práce upraven.

$$L_{\mu} = t_p l \frac{\mu_0}{\delta' k_{sat}} \frac{4q}{Q_1} \left(\frac{m}{\pi} N_s k_{v1} \right)^2 =$$

$$= 0,113 \cdot 0,1365 \cdot \frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{0,0013 \cdot 1,385} \cdot \frac{16}{48} \cdot \left(\frac{3}{\pi} \cdot 120 \cdot 0,9495 \right)^2 \quad (3.8.5)$$

$$= 43,3 \text{ mH}$$

Diferenční indukčnost:

$$L_{dif} = \tau_{dif} L_{\mu} = 0,00889 \cdot 0,0433 = 0,385 \text{ mH} \quad (3.8.6)$$

Rozptylová indukčnost:

$$L_{a\sigma} = 2\mu_0 \frac{l}{pq} N_{s1}^2 (\lambda_d + \lambda_{\zeta}) + L_{dif} =$$

$$= 2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,1365}{2 \cdot 4} \cdot 120^2 \cdot (2,64 + 0,713) + 0,385 \cdot 10^{-3} \quad (3.8.7)$$

$$= 2,9 \text{ mH}$$

Nyní můžeme určit indukčnost v ose d:

$$L_d = L_{a\sigma} + L_{dif} = 2,9 + 43,3 = 46,2 \text{ mH} \quad (3.8.8)$$

Dále si určíme reaktanci v ose d:

$$X_{a\sigma} = 2\pi f L_{a\sigma} = 2\pi \cdot 50 \cdot 2,9 \cdot 10^{-3} = 0,911 \Omega \quad (3.8.9)$$

$$X_{ad} = 2\pi f L_{\mu} = 2\pi \cdot 50 \cdot 43,3 \cdot 10^{-3} = 13,59 \Omega \quad (3.8.10)$$

$$X_d = X_{a\sigma} + X_d = 0,911 + 13,59 = 14,501 \Omega \quad (3.8.11)$$

Je tedy vidět, že hodnoty reaktancí spočtené touto metodou a hodnoty spočtené z měření naprázdno se velice blíží.

Indukčnost v ose q, kde C_{q1} je činitel deformace pole v ose q, jehož hodnotu jsem na základě konzultace zvolil 0,2.

$$L_q = L_{a\sigma} + C_{q1} L_{\mu} = 2,9 + 0,2 \cdot 43,3 = 11,56 \text{ mH} \quad (3.8.12)$$

Z čehož si můžeme vyjádřit konečnou hodnotu vyniklosti stroje jako:

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} = \frac{46,2}{11,56} = 4 \quad (3.8.13)$$

Vidíme tedy, že stroj byl z hlediska indukčností navrhnut správně s ohledem na optimální provoz RSM a odpovídá prvotně zvolené vyniklosti stroje 4/1.

3.9. Návrh počtu bariér rotoru

Tento návrh bude vycházet z teorie RSM popsané v kapitole 2. Jak již bylo zmíněno volím radiálně vrstvený více bariérový typ (TLA).

Víme že pro asynchronní motor platí: $Q_1 \pm p \neq Q_2 \pm p$, což je dodrženo. Původní rotor asynchronního stroje měl $Q_2 = 36$ tyčí rotoru. Z tohoto můžeme vycházet při určení celkového počtu bariér.

$$N_{bc} = \frac{Q_2}{2} = \frac{36}{2} = 18 \text{ bariér} \quad (3.9.1)$$

Nyní můžeme určit počet bariér na jeden pól stroje:

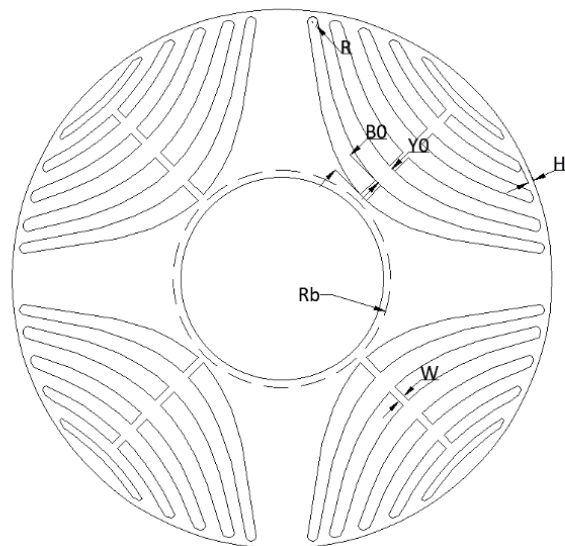
$$N_b = \frac{N_{bc}}{2p} = \frac{18}{4} = 4,5 \rightarrow 5 \text{ bariér} \quad (3.9.2)$$

Zvolil jsem tedy 5 bariér na jeden pól. Tím zároveň splňuji i podmínku ze vztahu (2.4) a to s velkou rezervou. Jelikož v mém případě by z ní vycházelo: $N_b \neq \frac{Q_1}{2p} \pm 1 \neq 12 \pm 1$. Bylo by tedy možné zvolit i větší počet bariér. Ovšem s ohledem na velikost stroje, výrobní postupy, případnou mechanickou pevnost rotoru a na fakt, že zvětšování počtu bariér právě od hodnoty cca 5 už ani nevede na výrazné zvětšení vyniklosti, postačí zvolený počet. Nyní už tedy můžeme sestavit kompletní konstrukci magnetického obvodu. Podrobnější výkres je v příloze číslo 2.

Přesné rozměry bariér rotoru:

Počet bariér na pól	5
H [mm]	1,5
W [mm]	1
R [mm]	2
Rb [mm]	30
B0 [mm]	5,5
Y0 [mm]	5,2

Tab. 4. Rozměry bariér rotoru



Obr. 21: Rotor RSM s vyznačenými rozměry

3.10. Výpočet ztrát RSM

Jouleovy ztráty

Pro jejich výpočet bude nejprve nutné určit délku čel statorového vinutí, respektive střední délku cívky a poté jeho odpor. Výpočet je odvozen z [6].

Střední šířka cívky ve středu drážky:

$$b_c = \frac{(D_1 + h_1) \pi}{2p} \beta = \frac{(0,1436 + 0,0204) \pi}{4} \cdot 0,9 = 0,116 \text{ m} \quad (3.10.1)$$

Z toho délka čela:

$$l_\xi = K_\xi b_c 2v = 1,55 \cdot 0,116 \cdot 2 \cdot 0,01 = 0,1998 \text{ m} \quad (3.10.2)$$

Kde K_ξ je koeficient čel izolovaných páskou a v je rovný výběh vodiče z drážky.

Střední délka cívky:

$$l_c = 2(l + l_\xi) = 2 \cdot (0,1365 + 0,1998) = 0,67 \text{ m} \quad (3.10.3)$$

Efektivní průřez vodiče:

$$S_{ve} = \frac{\pi d_1^2}{4} n_p = \frac{\pi \cdot 2^2}{4} \cdot 1 = 3,14 \text{ mm}^2 \quad (3.10.4)$$

Kde d_1 je průměr jednoho vodiče a n_p je počet vodičů z kterých je složen.

Nyní můžeme určit odpor vinutí při 120 °C.

$$R_{Cu} = \rho_{Cu120} \frac{N_{s1} l_c}{S_{ve} a} = 2,393 \cdot 10^{-8} \frac{120 \cdot 0,67}{3,14 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 0,616 \Omega \quad (3.10.5)$$

A odtud Jouleovy ztráty:

$$\Delta P_j = m R_{Cu} I^2 = 3 \cdot 0,616 \cdot 21,5^2 = 854,2 W \quad (3.10.6)$$

Ztráty v železe

Materiálové hodnoty pro výpočet ztrát v železe jsou odečítány z katalogového listu použitých plechů M350-50A.

Hmotnost zubů:

$$m_z = \rho_{Fe} h_z l b_z Q_1 = 7650 \cdot 0,214 \cdot 0,1365 \cdot 0,0053 \cdot 48 = 5,7 kg \quad (3.10.7)$$

Ztráty v železe v zubech statoru:

$$\Delta P_{Fe_z} = k_{Fez} m_z \Delta_p B_{z1}^2 = 2 \cdot 5,7 \cdot 1,39 \cdot 1,702^2 = 45,78 W \quad (3.10.8)$$

Hmotnost statorového jha:

$$m_j = \rho_{Fe} \pi (D_e - h_{j1}) l h_{j1} = \\ = 7650 \cdot \pi \cdot (0,235 - 0,0245) \cdot 0,1365 \cdot 0,0245 = 16,9 kg \quad (3.10.9)$$

Ztráty ve jhu statoru:

$$\Delta P_{Fe_j} = k_{Fej} m_j \Delta_p B_{j1}^2 = 1,5 \cdot 16,9 \cdot 1,39 \cdot 1,406^2 = 69,77 W \quad (3.10.10)$$

Ztráty ve jhu rotoru:

$$\Delta P_{Fe_{jr}} = k_{Fej} m_{j2} \Delta_p B_{j2}^2 = 1,5 \cdot 14 \cdot 1,39 \cdot 0,78^2 = 17,7 W \quad (3.10.11)$$

A tedy celkové ztráty v železe:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fe_z} + \Delta P_{Fe_j} + \Delta P_{Fe_{jr}} = 45,78 + 69,77 + 17,7 = 133,3 W \quad (3.10.12)$$

Mechanické ztráty

Tyto ztráty jsem určil dle postupu z [4]. Nejdříve musíme zjistit obvodovou rychlost rotoru:

$$v_r = \frac{\pi n D_1}{30 \cdot 2} = \frac{\pi 1500}{30} \cdot \frac{0,1436}{2} = 11,28 m/s \quad (3.10.13)$$

A tedy mechanické ztráty kde k_p je činitel mechanických ztrát:

$$\begin{aligned}\Delta P_m &= k_p D_2 (l + 0,6t_p) v_r^2 = 15 \cdot 0,1411 \cdot (0,1365 + 0,6 \cdot 0,113) \\ &= 54,95 \text{ W}\end{aligned}\quad (3.10.14)$$

Přídavné ztráty

Například literatura [6] uvažuje daleko menší procento přídavných ztrát (0,5 %), to je ovšem způsobeno tím, že se zde jedná hlavně o synchronní generátory velkých výkonů. Pro náš případ uvažuji po konzultaci větší hodnotu, a to 2 % z jmenovité hodnoty.

$$\Delta P_{př} = 0,02 S_n = 0,02 \cdot 14895,6 = 297,9 \text{ W} \quad (3.10.15)$$

Pulzační ztráty

Výpočet pulzačních ztrát jsem převzal z [6]. Jako první budou spočítané pulzační ztráty v satorových zubech. Nejprve si musíme určit koeficient γ_1 závislý na velikosti otevření drážky a vzduchové mezeře. A tedy pro výpočet pulzačních ztrát statoru použijeme otevření drážky rotoru a naopak.

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{b_{02}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{02}}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2}{1,3}\right)^2}{5 + \frac{3,05}{1,3}} = 0,36 \quad (3.10.16)$$

Dále je nutné určit amplitudu pulzací indukce ve středním průřezu zubu statoru jako:

$$B_{p1} = \frac{\gamma_1 \delta}{2 t_d} B_{zav} = \frac{0,36 \cdot 1,3}{2 \cdot 9,4} \cdot 1,7 = 0,042 \text{ T} \quad (3.10.17)$$

Kde B_{zav} je střední hodnota indukce v zubu statoru.

Poté dostáváme vztah pro pulzační ztráty:

$$\Delta P_{p1} = 0,11 \left(\frac{Q_1 n}{1000} B_{p1}\right)^2 m_z = 0,11 \left(\frac{48 \cdot 1500}{1000} \cdot 0,042\right)^2 5,7 = 5,7 \text{ W} \quad (3.10.18)$$

Dále spočteme pulzační ztráty v rotoru. A to podobným postupem jako u předchozích.

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_{01}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,8}{1,3}\right)^2}{5 + \frac{2,8}{1,3}} = 0,648 \quad (3.10.19)$$

Amplituda pulzací indukce v rotoru

$$B_{p2} = \frac{\gamma_2 \delta}{2 t_{d2}} B_{rav} = \frac{0,648 \cdot 1,3}{2 \cdot 12,3} \cdot 0,7 = 0,024 \text{ T} \quad (3.10.20)$$

Pulzační ztráty rotoru

$$\Delta P_{p2} = 0,11 \left(\frac{Q_2 n}{1000} B_p \right)^2 m_{j2} = 0,11 \left(\frac{36 \cdot 1500}{1000} \cdot 0,024 \right)^2 \cdot 14 = 2,59 \text{ W} \quad (3.10.21)$$

Celkové pulzační ztráty jsou pak:

$$\Delta P_p = \Delta P_{p1} + \Delta P_{p2} = 5,7 + 2,59 = 8,29 \text{ W} \quad (3.10.22)$$

Celkové ztráty

$$\begin{aligned} \Delta P_1 &= \Delta P_j + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m + \Delta P_{př} + \Delta P_p \\ &= 854,2 + 133,3 + 54,95 + 297,9 + 8,29 = 1330,9 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.10.23)$$

Jelikož stroj může být napájen z měniče kmitočtu. Je zvykem tyto celkové ztráty ještě zvednout o 20 % a tím zahrnout možné ztráty, které by tento způsob napájení způsobil.

Účinnost stroje bez započtení těchto ztrát by byla:

$$\eta = \frac{P}{P + \Delta P_1} 100 = \frac{11000}{11000 + 1330,9} \cdot 100 = 89,2 \% \quad (3.10.24)$$

Celkové ztráty:

$$\Delta P = 1,2 * \Delta P_1 = 1,2 * 1330,9 = 1597,1 \text{ W} \quad (3.10.25)$$

Nyní můžeme vyjádřit skutečnou účinnost stroje:

$$\eta = \frac{P}{P + \Delta P} 100 = \frac{11000}{11000 + 1597,1} \cdot 100 = 87,32 \% \quad (3.10.26)$$

Zátěžný úhel stroje při jmenovitém stavu, pro prvotně uvažovanou vyniklost stroje 1/4:

$$\beta = \text{atan} \left(\frac{x_q}{x_d} \right) = \text{atan} \left(\frac{1}{4} \right) = 14,04^\circ \quad (3.10.27)$$

Poté skutečný účiník stroje vychází z jeho fázorového diagramu jako:

$$\varphi = \beta + \psi = 14,04 + 45 = 59,04^\circ \rightarrow \cos \varphi = 0,514 \quad (3.10.28)$$

Výsledný účiník vyšel tedy o dost menší než účiník ASM. Viz. kapitola 3.1. Jak víme z teorie, konkrétně kapitola 1.3. je maximální dosažitelný účiník u RSM $\cos \varphi = 0,707$, je tedy tato výsledná hodnota v souladu s teorií.

4. Ověření návrhu stroje v MKP softwaru ANSYS

Nejprve byly parametry stroje převedeny do nástroje RMXprt, kterým byl proveden výpočet základních hodnot. Tím jsem dostal první data ke srovnání s mnou provedeným analytickým výpočtem. Následně byl z výsledků RMXprt vytvořen Maxwell 2D design. Výsledky z RMXprt vycházely blízke analytickým výpočtům. Avšak odlišnosti se objevily a ty si rozebereme v následujících odstavcích. V příloze číslo 4. je kompletní Design Sheet RSM vyexportovaný z RMXprt.

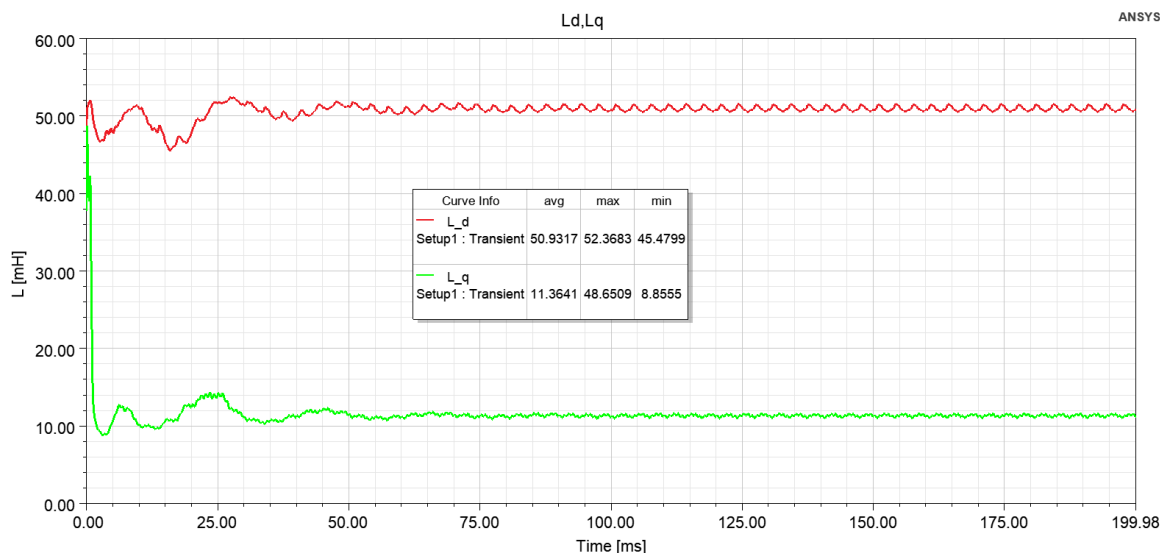
4.1. Porovnání indukčností L_d , L_q s analytickými výpočty

Při ověřování návrhu jsem se především zaměřil na vyniklost stroje, tzn indukčnosti v podélné a příčné ose L_d a L_q .

	Analytický výpočet	RMXprt	Maxwell 2D
L_d [mH]	46,2	49,5	50,9
L_q [mH]	11,56	8,98	11,4

Tab. 5. Porovnání výsledků L_d a L_q

Z tabulky 4. je vidět, že hodnoty indukčností jsou v poměrně dobré shodě. Je také vidět, že výsledky ze simulací vedou spíše na vyniklost $L_d/L_q = 5$. Což je vyšší hodnota oproti předpokládané hodnotě vyniklost 4.



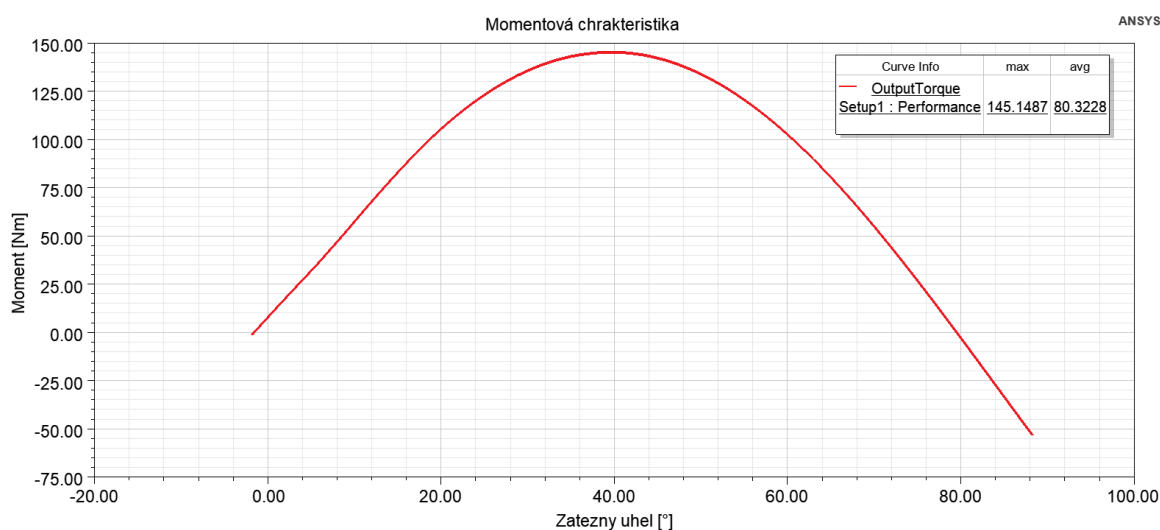
Obr. 22: Průběh indukčností L_d , L_q v čase, při $\beta = 11^\circ$

Průměrné hodnoty indukčností jsou brány z intervalu 100 až 200 ms, aby nedošlo k započtení přechodného děje do jejich velikosti. Z tohoto obrázku můžeme vidět, že se indukčnosti po odeznění přechodového jevu víceméně ustálí na hodnotách velmi blízkých výpočtům jak analytickým, tak hodnotám z RMXprt. Mírné odlišnosti ve všech třech

případech jsou s největší pravděpodobností způsobeny vždy odlišnou přesností samotných výpočtů.

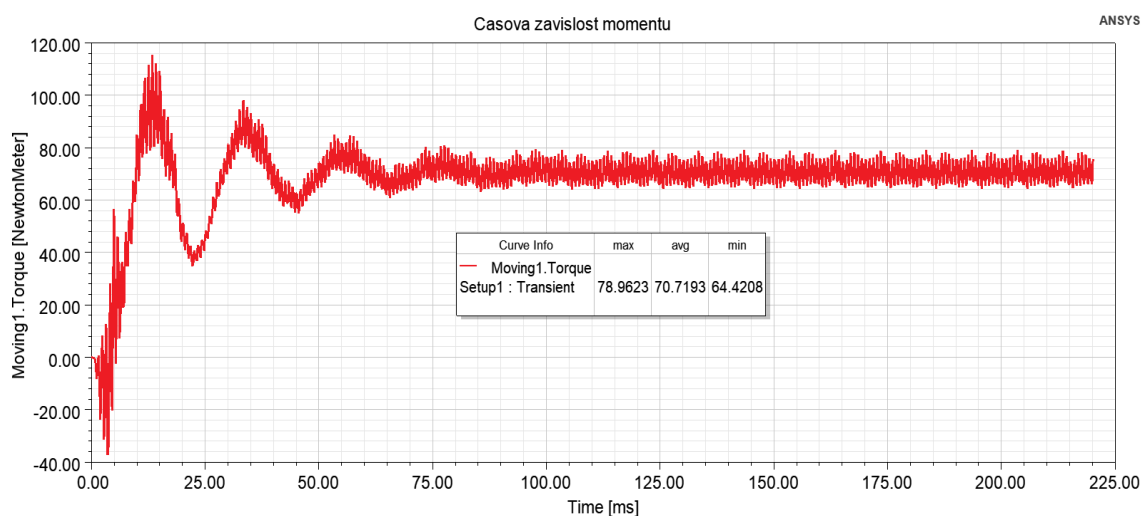
4.2. Momentové charakteristiky

Dalším významným ukazatelem je moment stroje. Proto jsem si nechal vykreslit jak momentovou charakteristiku v závislosti na zátěžném úhlu, tak i průběh momentu v čase. Taká byla momentová charakteristika spočtena i analyticky viz. obrázek 24.



Obr. 23: Momentová charakteristika RSM z RMXprt Maxwell 2D

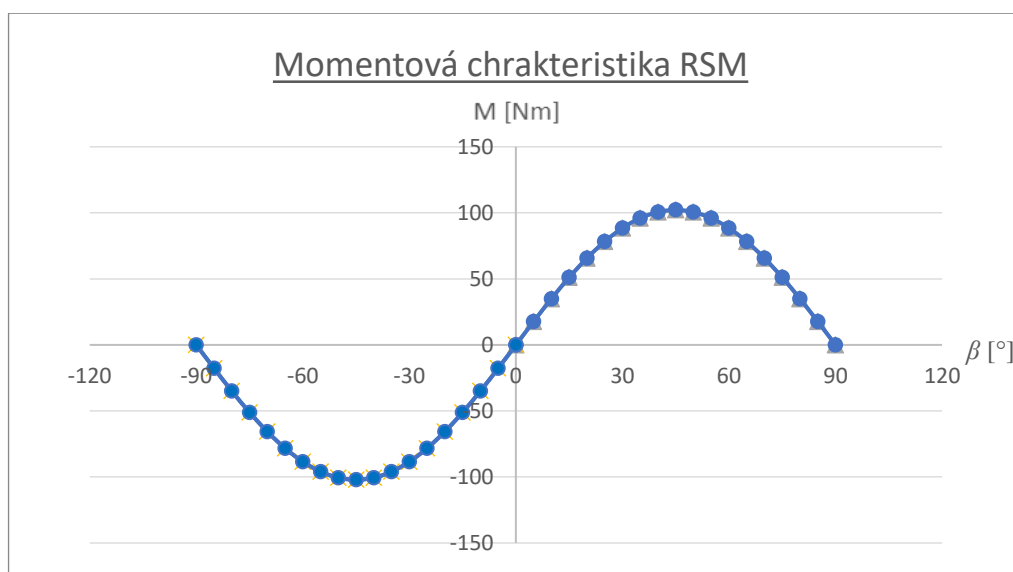
Z momentové charakteristiky můžeme vidět, že hodnota maximálně dosažitelného momentu RSM je přibližně 145 Nm, což je více než dvojnásobek oproti jmenovitému. Ten je $M_n = 70,03$ Nm.



Obr. 24: Časová závislost momentu RSM, při $\beta = 11^\circ$

Z obrázku 24 je vidět přechodový děj na začátku rozběhu motoru a poté ustálení momentu na průměrné hodnotě 70,7 Nm, který je pro větší přesnost opět odečítán z intervalu 100 až 200 ms. Také je vidět značné zvlnění momentu, což je typické pro synchronní stroje. V tomto případě dosahuje zvlnění momentu + 9 Nm až - 6 Nm. Což je maximálně + 11 % a minimálně -9 %. Jelikož tento stroj nemá žádný tlumič, který by toto potlačoval, musí se tomu podřídit regulace motoru.

Je nutné také zmínit jmenovitý zátěžný úhel stroje β . Ten vyšel z analytického výpočtu $\beta = 14,04^\circ$ a z RMXprt vyšel $\beta = 12,4^\circ$. Poté ale ze simulací v Maxwell 2D vycházel moment o cca 6 Nm větší než jmenovitý, což nesouhlasilo jak s analytickým výpočtem, tak ani s daty z RMXprt, proto byl zátěžný úhel upraven na 11° . A v tento okamžik je tedy moment stroje téměř totožný jak z analytiky, tak z obou výpočetních programů. Rozdíl v zátěžných úhlech je dán tím, že oproti analytice hodnoty reaktancí a indukčností vedou spíše na $\xi = 1/5$, viz kapitola 4.1.

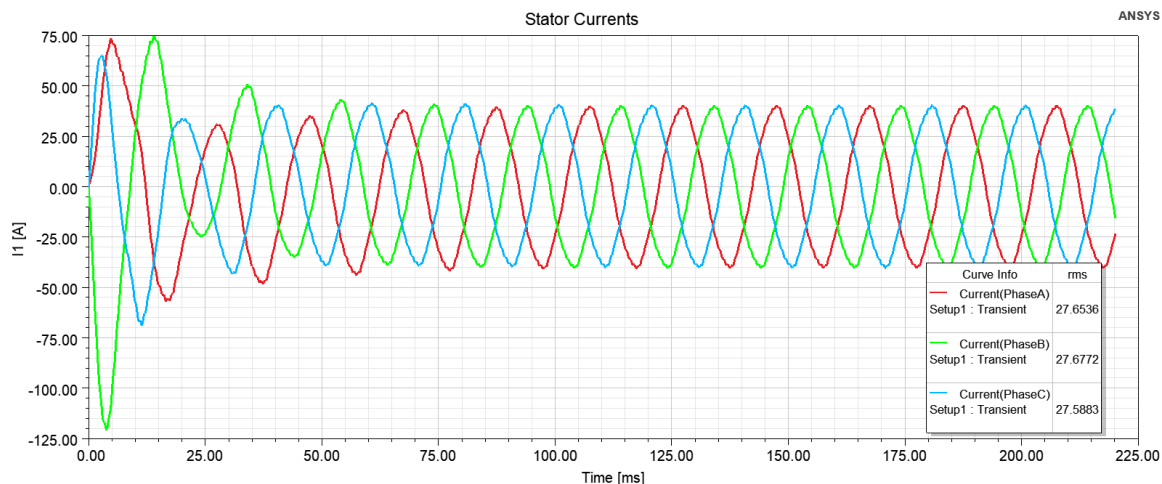


Obr. 25: Momentová charakteristika RSM

Momentová charakteristika spočtená analyticky se liší od té vykreslené pomocí RMXprt. Na první pohled jde vidět rozdíl v hodnotě maximálně dosažitelného momentu, který je dle obr. 22. cca 145 Nm a dle mnou spočtené charakteristiky jen 102 Nm. Což je velký rozdíl. Dle této charakteristiky by stroj dosáhl jmenovitého výkonu až při zátěžném úhlu $\beta \approx 21,5^\circ$. Což je téměř dvojnásobek jmenovitého. Toto může být způsobeno nezapočtením odporu vinutí do momentové charakteristiky při analytickém výpočtu a také již zmiňovaným rozdílem ve vyniklosti stroje oproti RMXprt.

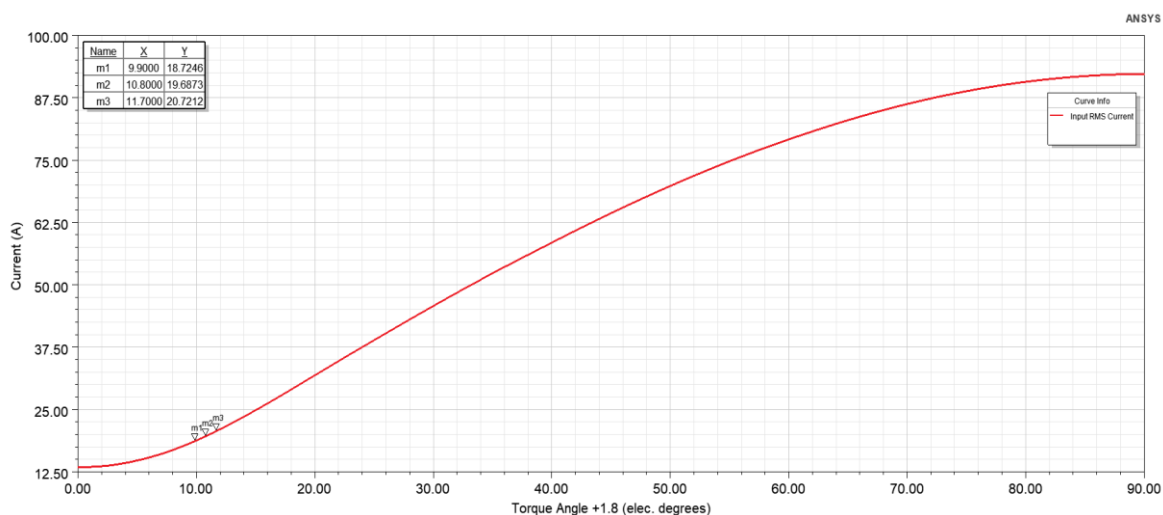
4.3. Proudění RSM

Průběh proudů synchronního reluktančního stroje je následovný.



Obr. 26: Průběhy statorových proudů RSM

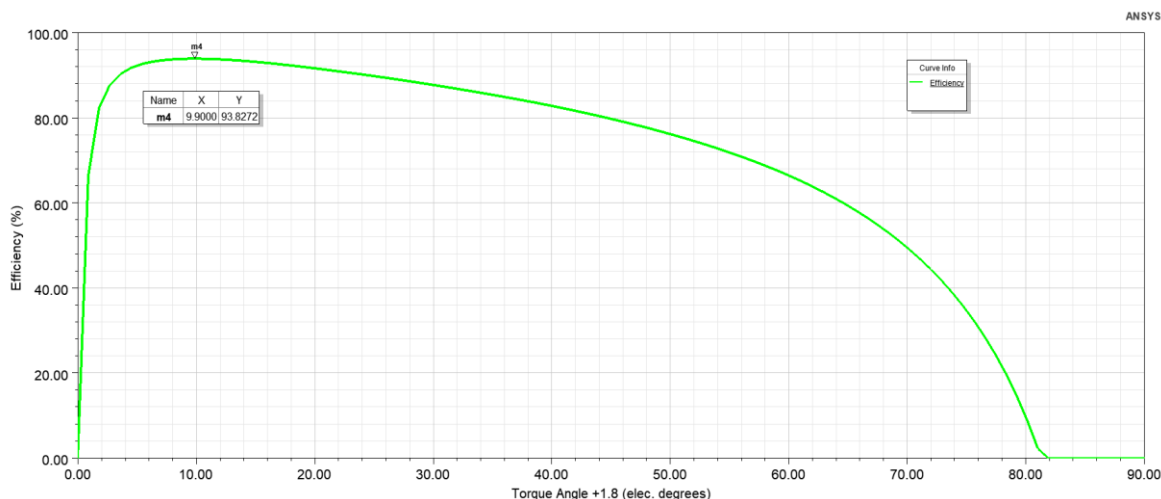
Střední hodnota statorových proudů je cca 27,6 A. Což je o cca 6 A víc než jmenovitá hodnota $I_n = 21,5$ A. To je velký rozdíl. Je to ovšem pochopitelné, jelikož u RSM se na tvorbě magnetického toku a momentu podílí právě jen statorové vinutí. Statorový proud tedy pro vytvoření přibližně stejného momentu bude potřebovat větší proud než u ASM. A jelikož máme s původním ASM stejný stator a statorové vinutí je tento jev velice pravděpodobný. Jsme ve stavu kdy $\beta = 11^\circ$. To má také za následek zdeformování sinusového průběhu proudu.



Obr. 27: Závislost vstupního proudu na zátěžném úhlu

Z toho obrázku je jasně patrný jev zvyšování proudu při zvětšování zátěžného úhlu. Tento graf je vyexportován z RMXprt. Jak napovídá momentová charakteristika, tak při řízení tohoto motoru se chceme pohybovat s β do max. 40° aby nedošlo k ohrožení stability motoru a vypadnutí ze synchronizmu. Tudiž by se zde neměly vyskytnout proudy větší než

cca 55 A. Toho je ostatně důkazem následující obrázek.

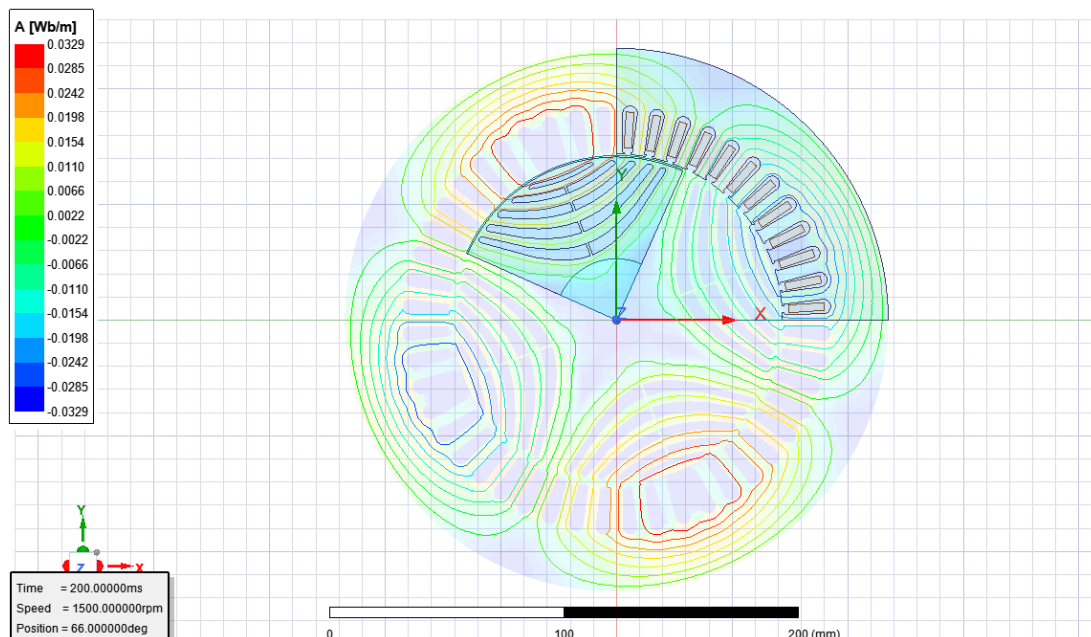


Obr. 28: Závislost účinnosti na zátěžném úhlu

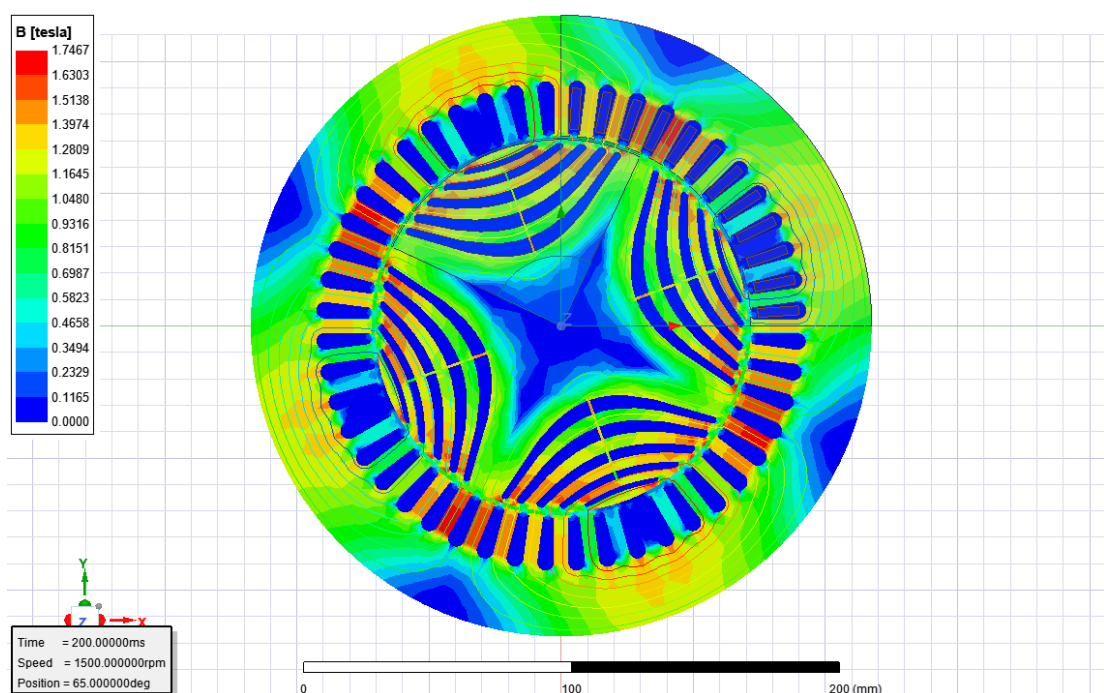
Z obr. 28 můžeme vidět, že za již zmiňovaným úhlem $\beta = 40^\circ$ se účinnost stroje začíná prudceji snižovat. Maximálního momentu by měl dle RMXprt stroj dosáhnout při $\beta = 10^\circ$. Což je ovšem zavádějící. Jak je vidět s Design Sheetu (příloha č. 4.) tak zde je výsledná účinnost počítaná jen ze Jouleových ztrát statoru, protože ostatní ztráty program nespočetl. Reálnější účinnost tedy bude ta z analytického výpočtu a to $\eta = 87,23\%$ kde jsou zahrnuty všechny ztráty stroje.

4.4. Magnetický obvod

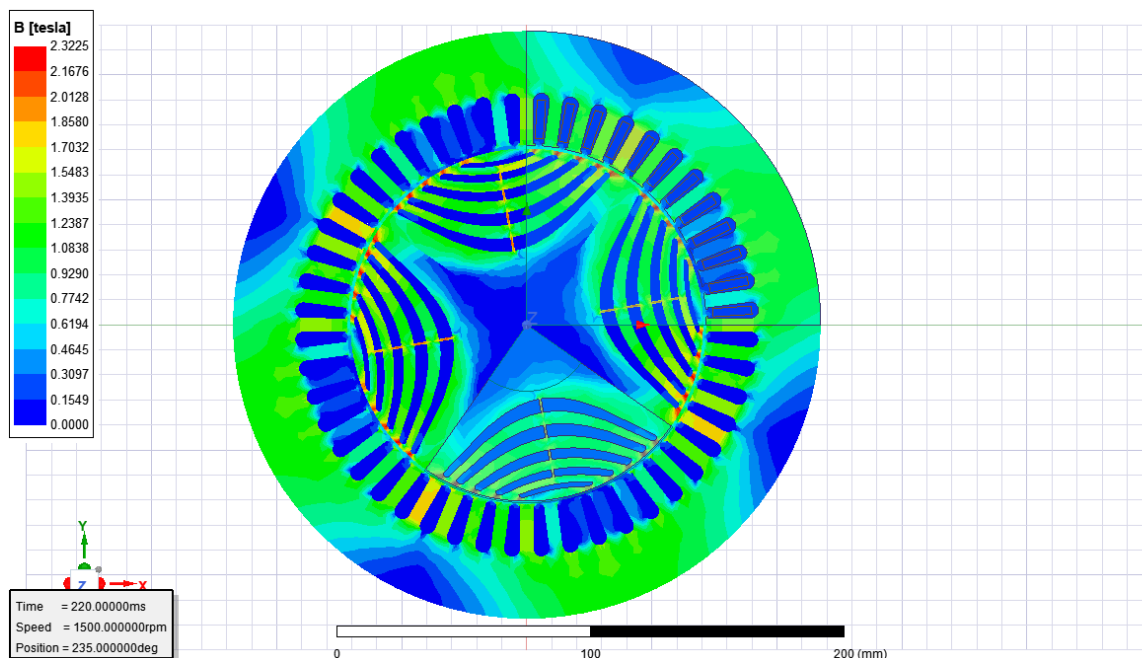
Dalším parametrem bude nasycení stroje. Simulace byla nastavena tak, že osa q rotoru je přesně v ose vinutí fáze A. Je to moment kdy teoreticky nevzniká žádný točivý moment a zátěžný úhel je nulový ($\beta = 0^\circ$). V této fázi natočení není magnetické pole statoru téměř vůbec deformováno rotorem. Na obr. 29 jsou znázorněny siločáry magnetického toku a jeho velikost.



Obr. 29: Průběh magnetického toku strojem s zvýrazněnými siločarami

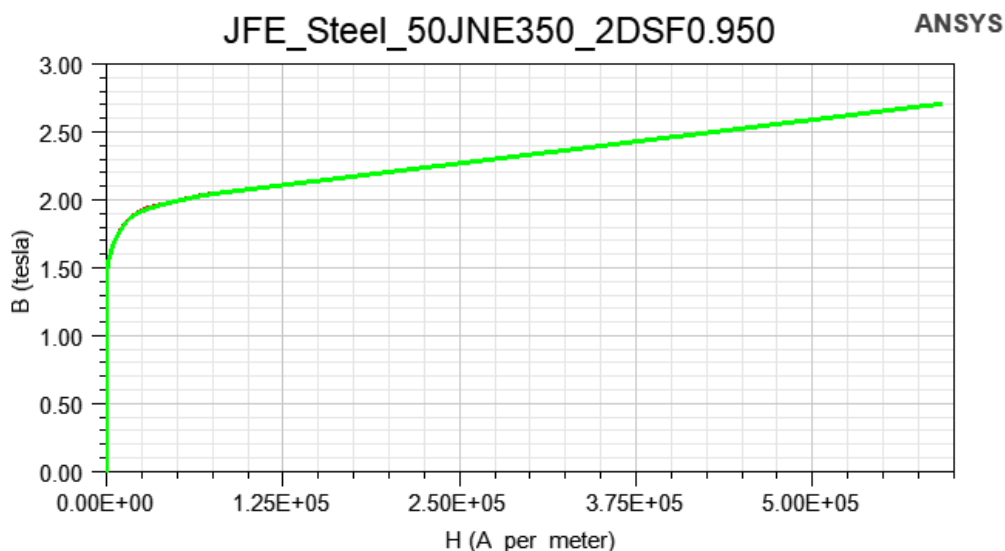
Obr. 30: Rozložení magnetická indukce ve stroji, $\beta = 0^\circ$

Z předchozích obrázků můžeme vidět že se více sytí oblasti zubů a magnetických bariér. To je ovšem v pořádku, analyticky spočtená hodnota magnetické indukce v zubu byla $B_z = 1,702 \text{ T}$. Jsme ovšem ve stavu maximálního nasycení stroje. Na dalším obrázku bude znázorněna magnetická indukce pro stav $\beta = 11^\circ$. Který odpovídá předešlým momentovým charakteristikám.



Obr. 31: Rozložení magnetické indukce ve stroji, $\beta = 11^\circ$

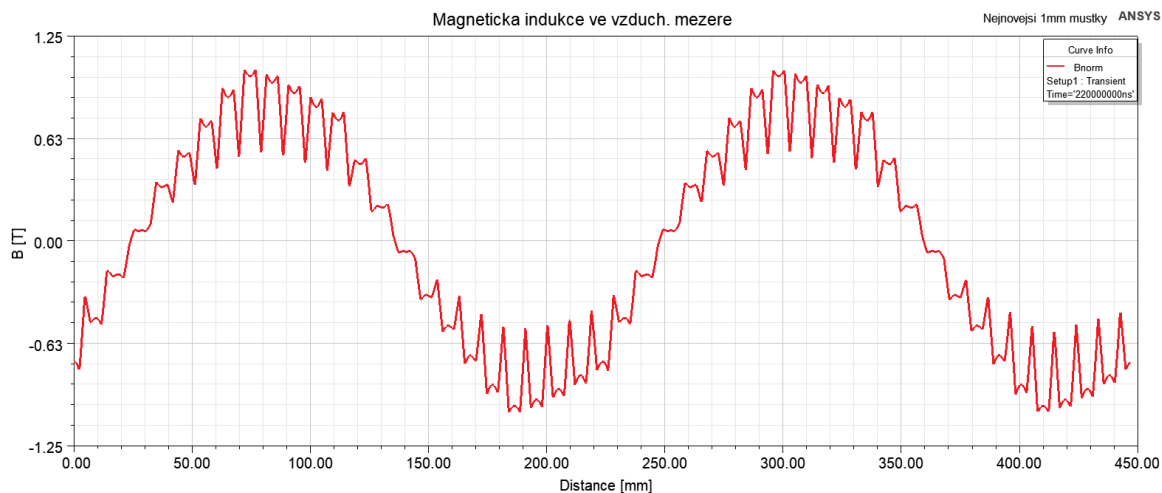
Nyní můžeme vidět, že se magnetický obvod, a zejména okolí kolem rotorových bariér a jejich můstků lokálně mírně přesycují až na hodnotu 2,34 T. Na obrázku 32 je BH charakteristika použitého materiálu, který byl zvolen z knihovny ANSYS, jde o materiál JFE Steel 50JNE350. Tento materiál se svojí charakteristikou mírně liší od materiálu použitým v analytickém výpočtu M350-50A (příloha č. 1.). To může být také jedna z příčin mírné rozdílnost v indukčnostech, kterou jsem zmiňoval na začátku této kapitoly (Tab. 4).



Obr. 32: BH charakteristika použité oceli z knihovny ANSYS

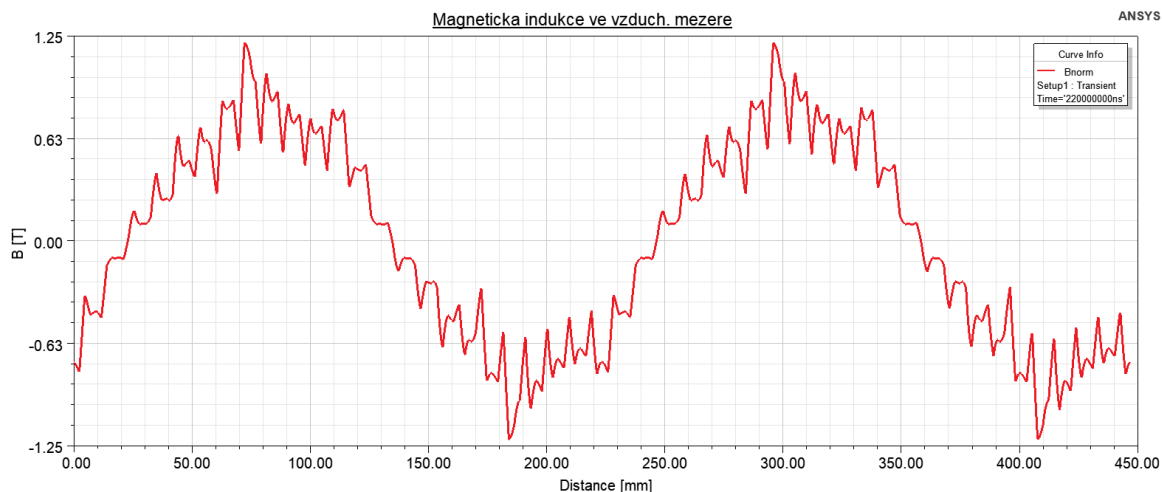
Vzhledem na použitý materiál jsou tyto hodnoty ještě vyhovující, takže můžeme říct, že z hlediska elektromagnetického návrhu stroj vyhovuje a můžeme tedy přistoupit k porovnání s původním asynchronním strojem.

Také stojí za zmínku průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Ten byl také proveden v MKP softwaru ANSYS. Průběh platí pro nulový zátěžný úhel. To znamená, že tento průběh je nejbližší ideálnímu, pro jakýkoli jiný zátěžný úhel se bude průběh více deformovat.



Obr. 33: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, $\beta = 0^\circ$

Na další obrázku je průběh magnetické indukce při zátěžném úhlu 11° a jak jsem zmiňoval, průběh je již od prvního viditelně zdeformován. Což vede také na větší pulzaci momentu stroje. Magnetická indukce se ve své maximální hodnotě mírně zvedla což je způsobeno vyššími statorovými proudy.

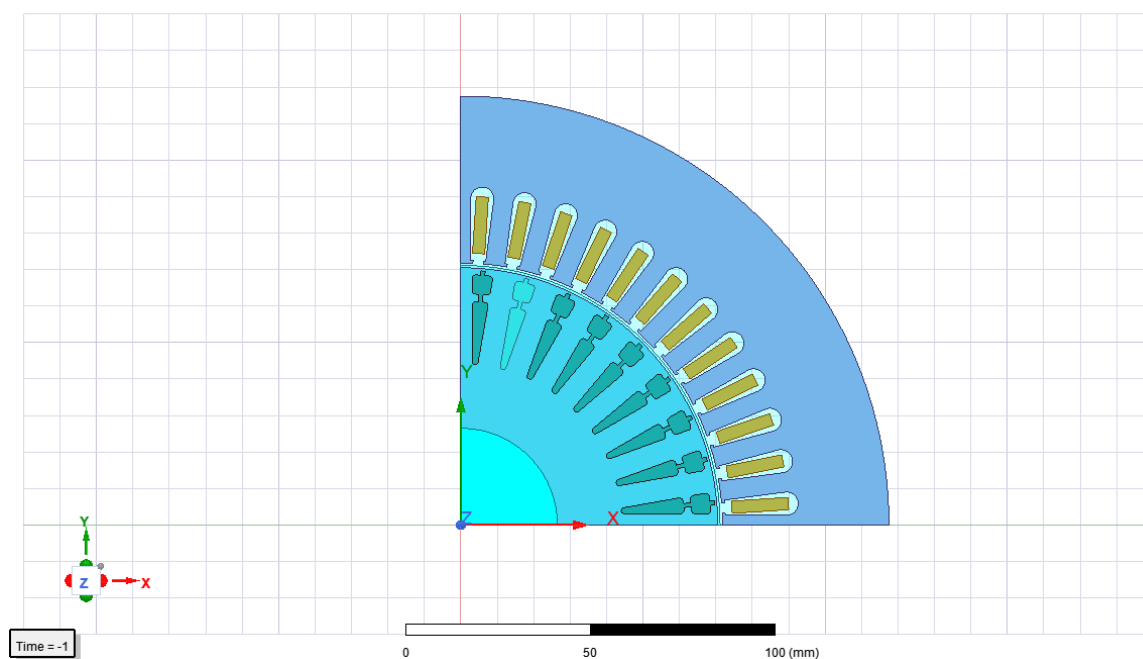


Obr. 34: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, $\beta = 11^\circ$

5. Porovnání RSM s Asynchronní strojem

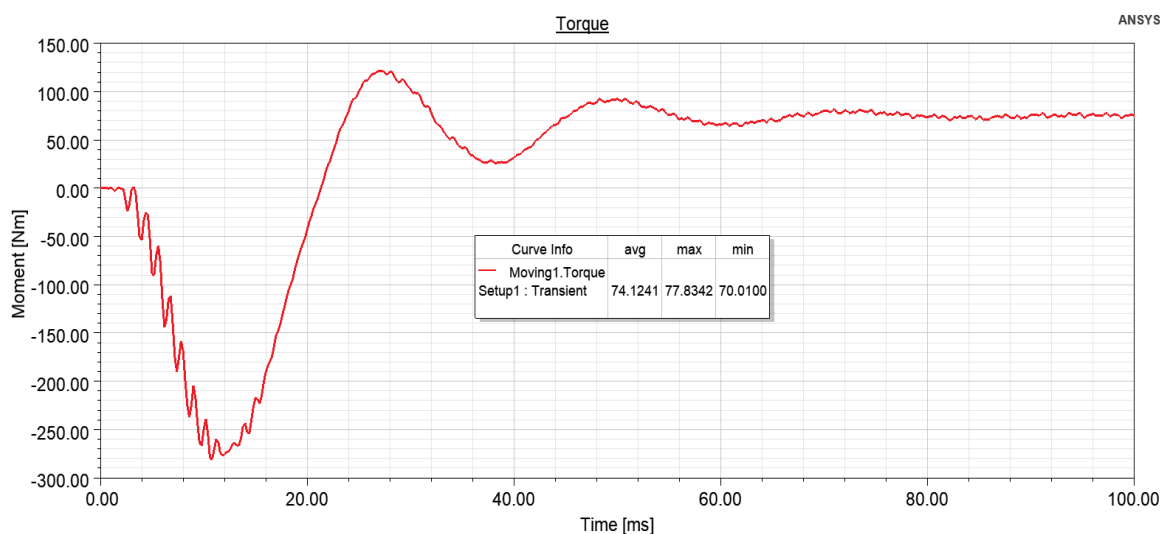
5.1. Asynchronní motor

V programu ANSYS RMXprt byl vytvořen model původního asynchronního motoru a poté převeden na Maxwell 2D design. Stator a napájení tedy zůstává nezměněno, ale je zde původní rotor s dvojitou hliníkovou klecí nakrátko. To znamená, že lze motor přímo připojit na síť a ten se sám rozběhne a nepotřebuje měnič. Pakliže je implementován do aplikace, kde není požadavek na změnu otáček, či momentu motoru. Materiál magnetického obvodu je totožný s RSM. Podrobnější výkres tohoto motoru je v příloze číslo 3.



Obr. 35: Náhled na konstrukci asynchronního motoru

Prvním sledovaným ukazatelem bude průběh momentu v čase.



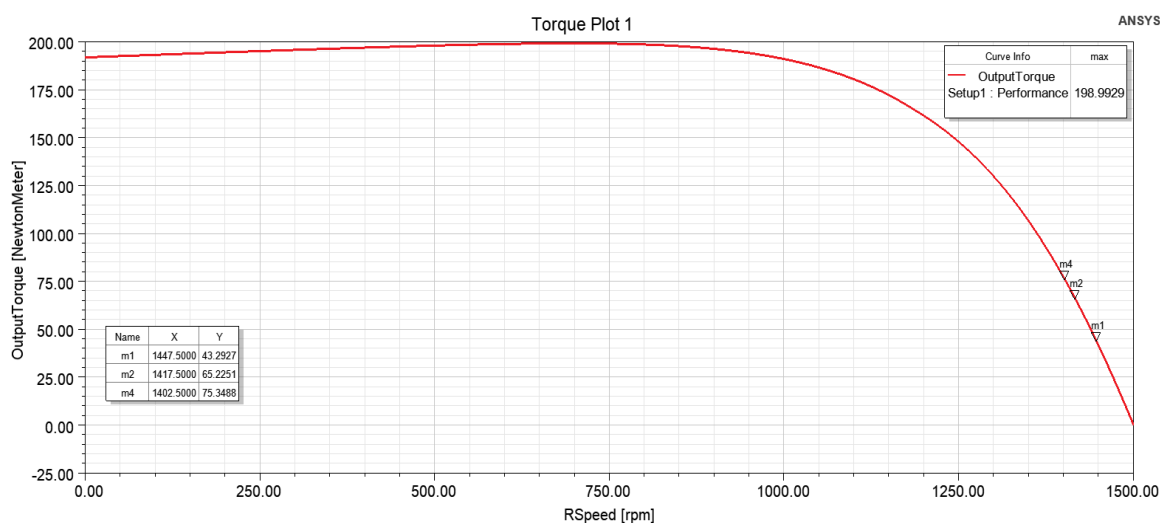
Obr. 36: Průběh momentu ASM v čase

Z tohoto průběhu je na první pohled patrné, že oproti RSM má asynchronní motor menší zvlnění momentu. A to konkrétně takové, že moment kolísá o cca ± 4 Nm. To tedy odpovídá zhruba polovičnímu zvlnění momentu oproti navrhnutému RSM. Moment je v ustáleném stavu cca 74 Nm.

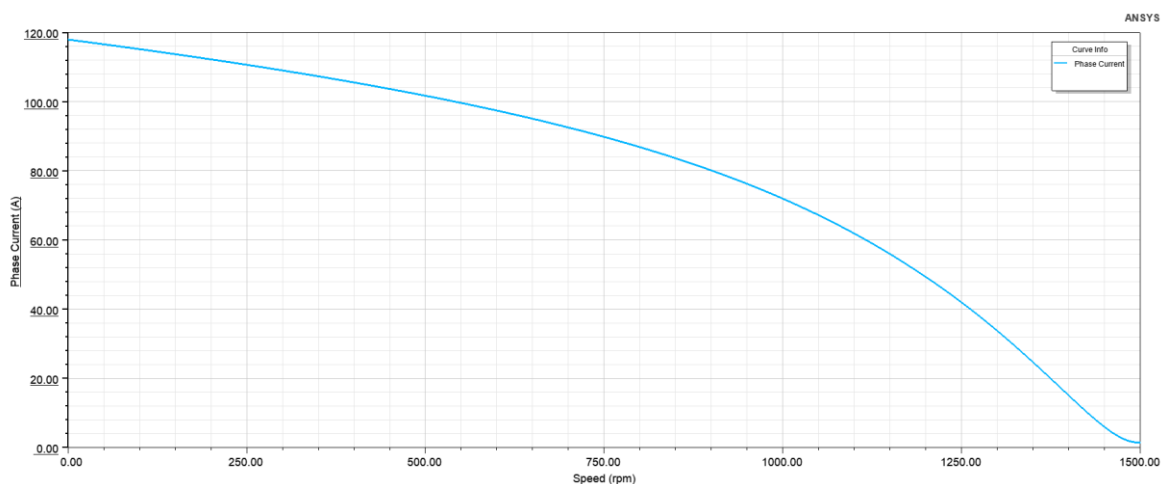
Oproti tomu RSM generuje při $\beta = 11^\circ$ moment 70,7 Nm, což je tedy o 4 Nm méně. Při větším zátěžném úhlu by samozřejmě generoval větší výkon, ale již s tím doprovázenou větší pulzací momentu a také by vzrostl proud statorem a tím by se zvětšily ztráty stroje.

Následující obrázek ukazuje závislost momentu ASM na rychlosti. Z grafu můžeme vidět, že má velký záběrný moment a to přibližně 190 Nm. A jmenovitého momentu 74 Nm dosahuje při 1403 ot/min, viz příloha číslo 7. Design Sheet ASM.

Na toto navazuje další obrázek, a to závislost fázového proudu na otáčkách stroje, kde vidíme že počáteční proud je klasicky velký (112 A) a s rostoucí rychlostí se snižuje.

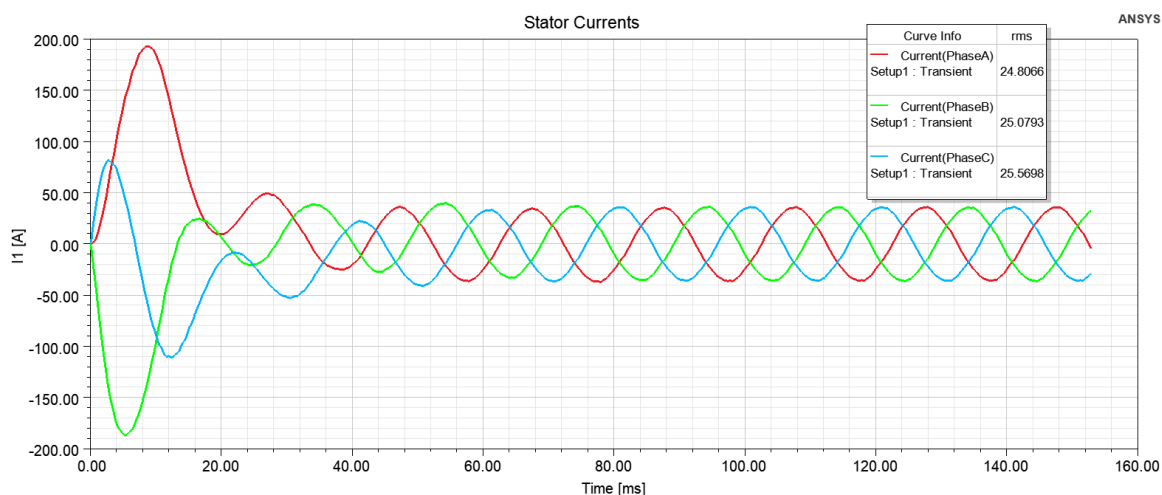


Obr. 37: Závislost momentu ASM na otáčkách stroje



Obr. 38: Závislost fázového proudu ASM na otáčkách stroje

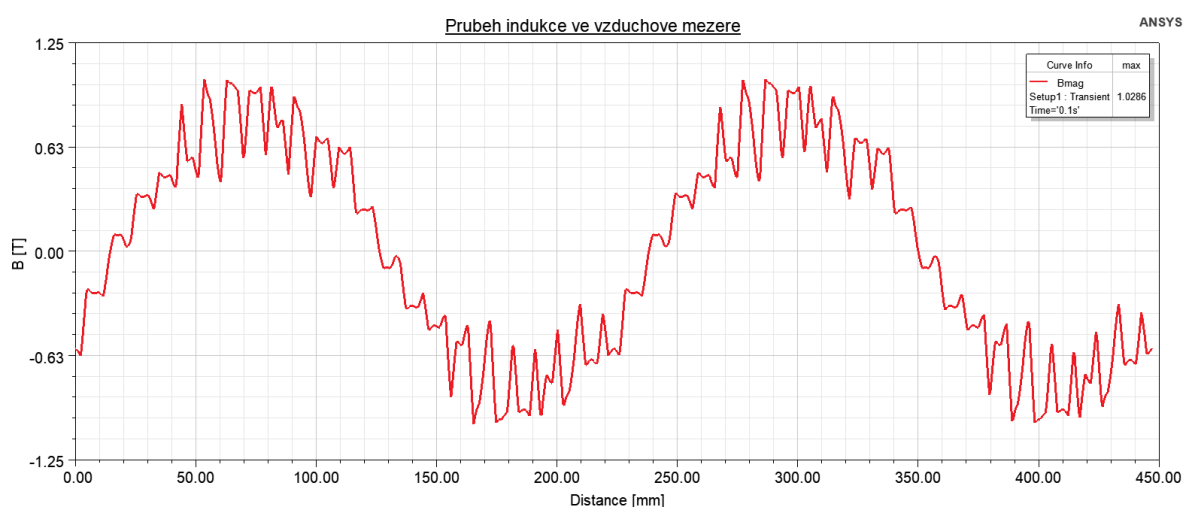
Průběh statorových proudů pro tento stroj je pak následující.



Obr. 39: Průběh proudů ASM

Z průběhu proudů můžeme vidět, že po ustálení přechodného jevu mají proudy prakticky ideální sinusový průběh. Na rozdíl od RSM. Proud má střední hodnotu cca 25 A, to je o přibližně 2 A méně než u RSM.

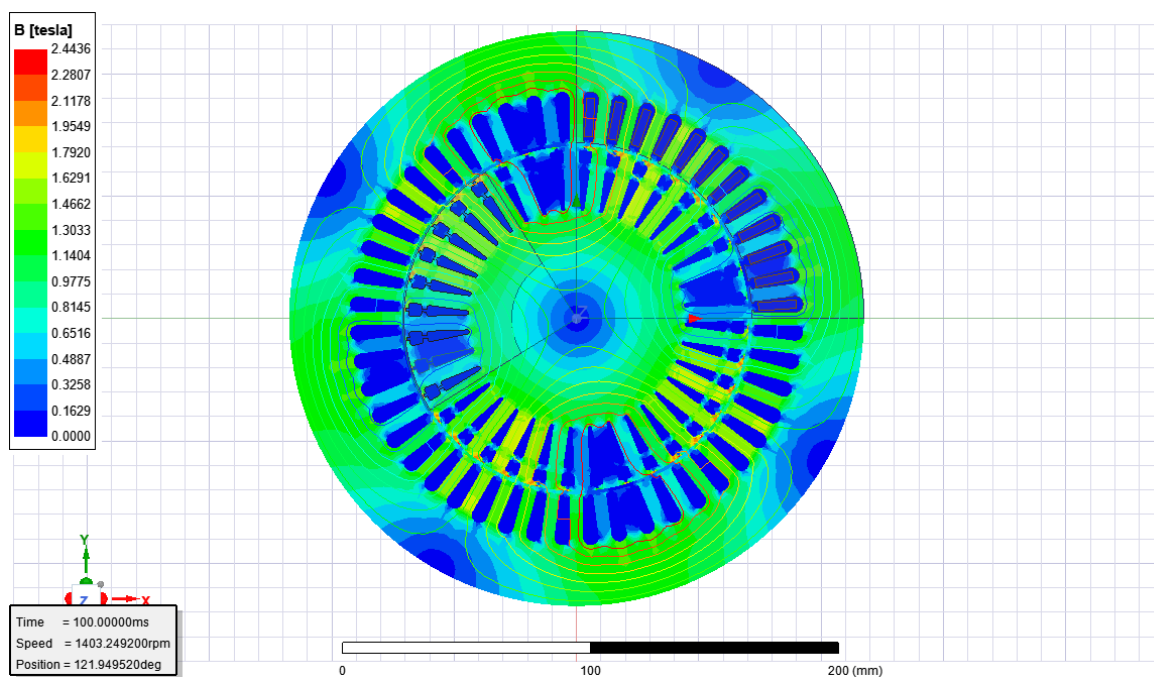
Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře je následující.



Obr. 40: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře ASM

Z průběhu je vidět, že není tak zdeformovaný jako v případě RSM při $\beta = 11^\circ$, to znamená menší zvlnění momentu, viz obr. 36.

Co se týče nasycení magnetického obvodu, je na tom ASM velmi podobně jako RSM. Maximální hodnota magnetické indukce je větší o jednu desetinu Tesla. Jak lze vidět na následujícím obrázku.

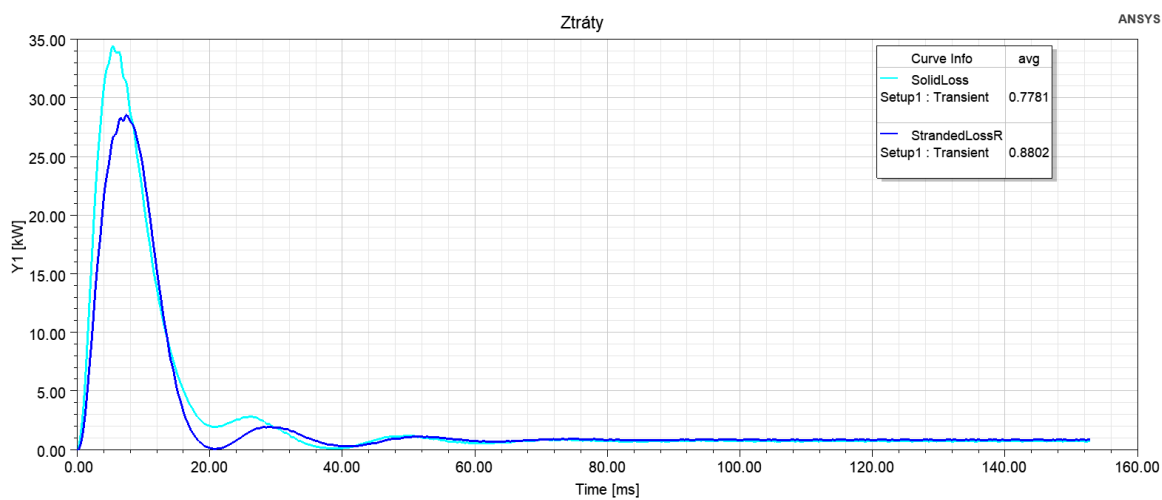


Obr. 41: Rozložení magnetické indukce v ASM

5.2. Ztráty a účinnost motorů

5.2.1. Ztráty v asynchronním motoru

Hlavní ztráty v ASM jsou tvořeny jako u většiny elektrických točivých strojů ve vinutí statoru a také v rotorových tyčích.



Obr. 42: Ztráty v asynchronním motoru

Na obr. 33. jsou ztráty ve vinutí statoru jako „StrandedLossR“ a ztráty v rotorových

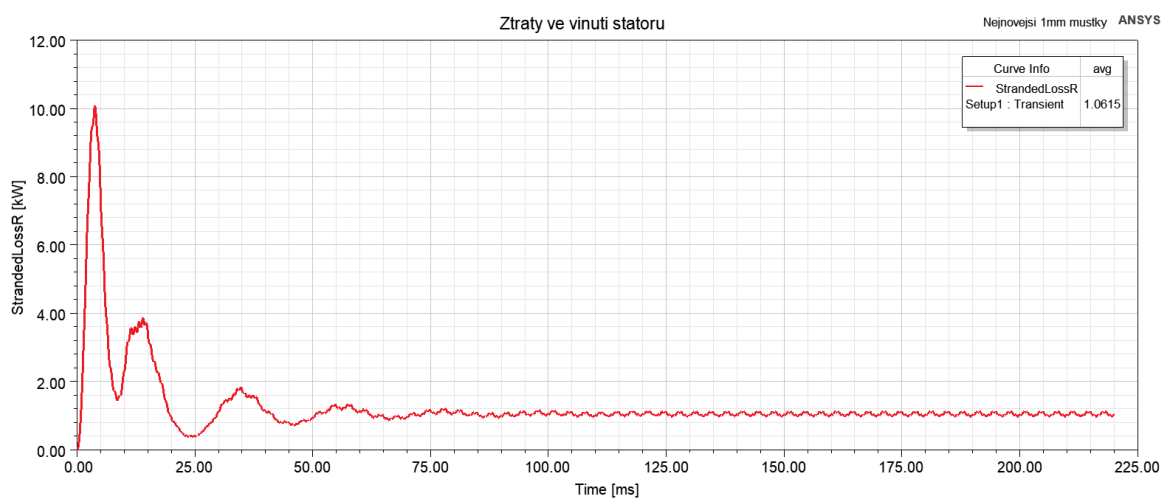
tyčích jako „SolidLoss“. Můžeme vidět, že při rozběhu motoru jsou po určitou chvíli větší ztráty v rotoru a po ustálení přechodného děje jsou o něco větší ztráty ve statorovém vinutí. A to konkrétně 0,11 kW. Ztráty ve vinutí statoru jsou po ustálení $\Delta P_{js} = 0,88$ kW a rotoru $\Delta P_{jr} = 0,778$ kW. Celkově vyšly Jouleovy ztráty $\Delta P_j = 1,59$ kW.

Také jsou zde ztráty v železe, ty jsou ovšem velice nízké oproti ztrátám ve vinutí. Celkové ztráty v železe u ASM vyšly podle RMXprt, $\Delta P_{Fe} = 164$ W s tím, že většinu z nich tvořily ztráty ve jhu a zubech statoru.

Ztráty mechanické jsou v tuto chvíli v porovnání s předchozími zanedbatelné. Dle RMXprt vyšly jen 1,8 W. Lze ovšem předpokládat že budou mít podobnou hodnotu jako u RSM.

5.2.2. Ztráty v RSM

Ztráty v reluktančním synchronním stroji by měli mít v principu jinou strukturu oproti ASM, jelikož zde není rotor s klecí nakrátko, a tedy v něm nevznikají Jouleovy ztráty.

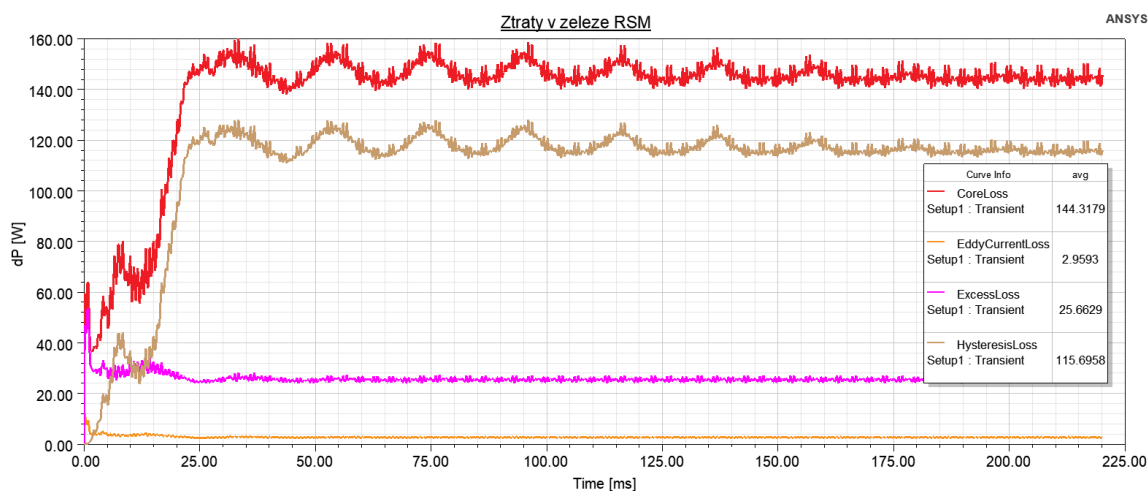


Obr. 43: Ztráty ve statorovém vinutí RSM

Z předchozího obrázku je vidět, že se hodnota ztrát ve statorovém vinutí ustálí na hodnotě cca $\Delta P_{js} = 1,06$ kW, což je více než u ASM asi o 120 W, což je logické jelikož se zde na tvorbě momentu a buzení podílí jen statorové vinutí. Na druhou stranu jsou toto jediné Jouleovy ztráty stroje, a tedy můžeme říci, že vycházejí menší než celkové Jouleovy ztráty u ASM.

Ztráty v železe vyšly již z analytického výpočtu a to konkrétně $\Delta P_{Fe} = 133,3$ W. To je

menší hodnota než u ASM. K těmto ztrátám ještě můžeme přičíst ztráty pulzační, které také vznikají v železe stroje. Tudiž by výsledné ztráty v železe byly $\Delta P_{Fe} = 141,6$ W. Ztráty v železe RSM jsem si nechal vykreslit z Maxwell 2D pro ověření výpočtu.



Obr. 44: Rozložení ztrát v železe RSM, dle Maxwell 2D

Z předchozího obrázku je vidět, že celkové ztráty v železe vyšly 144,3 W. To je hodnota velmi blízká vypočtené. To znamená že byl výpočet proveden správně. Také můžeme vidět, že hlavní složku ztrát v železe tvoří ztráty hysterezní, které jsou 115,7 W. Naopak nejmenší je složka ztrát vířivými proudy.

Mechanické ztráty z analytického výpočtu vycházejí $\Delta P_m = 54,95$ W. Podobnou hodnotu bychom mohli uvažovat i u asynchronního motoru.

5.2.3. Porovnání ztrát a účinností

Následující tabulka ukazuje rozložení ztrát ve strojích, kdy u RSM jsou pro porovnání vyneseny ztráty podle všech výpočetních možností.

	Ztráty ve strojích			
	RSM			ASM
	Analyticky	RMXprt	Maxwell 2D	RMXprt
ΔP_{j1} [W]	854,2	794,2	1061,5	1592,8
ΔP_{Fe} [W]	141,6	0	144,3	164,3
ΔP_m [W]	54,95	2	-	1,8
ΔP [W]	1597,1	796,2	1205,8	1758,9

Tab. 6. Ztráty v jednotlivých strojích

Na začátek je nutno dodat, že do celkových ztrát RSM provedených analyticky byly zahrnuty všechny vypočtené, a nejen ty v tabulce. Z tabulky vyplývá, že nejvíce realitě by se měly blížit ztráty RSM vypočtené analyticky. Jelikož ve zbylých dvou případech RMXprt

ani Maxwell 2D nespočetly všechny ztráty. Při porovnání ztrát RSM a původního asynchronního stroje vidíme, že vyšší má ASM. U Jouleových ztrát je nutno podotknout, že na rozdíl od RSM nevznikají celé jen ve statoru stroje, ale i v rotoru (viz kapitola 5.2.1.). Co se týče Jouleových ztrát u RSM, blíže analytickému výpočtu je hodnota z RMXprt. Mechanické ztráty u ASM vycházejí dle RMXprt velmi malé, v tomto případě bych se spíše přikláněl k tomu, že ve skutečnosti by spíše nabývaly hodnoty blízké mechanickým ztrátám RSM.

Tímto se dostáváme k účinnosti strojů, jelikož nejpřesněji vypočtené ztráty jsou ty provedené analyticky u RSM bude výsledná účinnost určená pomocí ANSYSu u tohoto stroje zavádějící.

Účinnost byla určena ze známého vzorce:

$$\eta = \frac{P}{P + \Delta P} \cdot 100 [\%]$$

Pro RSM je tedy konečná účinnost $\eta = 89,2 \%$ bez uvažování zvýšení ztrát o 20 % vlivem PWM. S jejich zahrnutím klesne na $\eta = 87,32 \%$.

U ASM vyjde výsledná účinnost dle RMXprt $\eta = 86,21 \%$. Což není přesná hodnota, vzhledem k výše zmiňovaným okolnostem. Výsledná účinnost ASM bude tedy s největší pravděpodobností o něco málo nižší.

6. Závěr

Na začátku této práce se věnuji prvnímu bodu zadání. A to popis principu a funkce reluktančního synchronního motoru. V práci bylo popsáno náhradní schéma RSM, princip funkce a matematický popis, jeho momentová charakteristika a vlastnosti optimálního provozu motoru dle MTPA. Dále se v druhé kapitole věnuji specifické konstrukci RSM a to zejména jeho rotoru. Z těchto teoretických poznatků vyplývá, že se tyto stroje hodí jako náhrada asynchronních strojů a to zejména díky jejich snadnější výrobě a lehce vyšší účinnosti. Toto ostatně bude ověřováno v průběhu této práce. Co se týče konstrukce rotoru RSM tak z teoretických poznatků víme, že použitím ALA konstrukce můžeme dosáhnout výrazně větší vniklosti motoru, ovšem za cenu výrazně složitější konstrukce a s ní spojené vyšší náklady než u TLA konstrukce rotoru. A vzhledem na fakt, že zvyšování vniklosti nad hodnoty, které je schopna dosáhnout jednodušší konstrukce TLA nevede k výraznému zlepšování vlastností motoru, je pro tuto práci zvolena právě tato konstrukce rotoru RSM.

V třetí kapitole se již dostáváme k samotným výpočtům RSM, kdy vycházíme ze štítkových parametrů původního asynchronního motoru o výkonu 11 kW, vnitřního průměru $D_1 = 143,6$ mm a délky $l = 136,5$ mm. Počáteční vniklost byla zvolena $\xi = 4/1$. Na konec byly spočtené ztráty a z nich výsledná účinnost $\eta = 87,32$ % a také výsledný zátěžný úhel $\beta = 14,04$ °. Z těchto parametrů a výsledné geometrie rotoru byl vytvořen model motoru v programu ANSYS RMXprt a přepočten. Z něj byl následně vytvořen model v MKP softwaru ANSYS Maxwell 2D.

Čtvrtá kapitola je zaměřena na porovnání výsledků výsledného RSM dle těchto třech použitých postupů. A tím ověření správnosti analytického výpočtu z kapitoly 3. Tyto výsledky ukazují poměrně dobrou shodu ve všech postupech, hlavním rozdílem je to, že výsledky získané pomocí ANSYS vedou na větší vniklost a to $\xi = 5/1$. Shrnutí výsledných indukčností je v tabulce 5. Co se týče momentových charakteristik, zde jsou také rozdíly zejména v dosažení jmenovitého momentu. To je dáno právě odlišností v ξ a také to že ANSYS zahrnuje při výpočtu statorový odpor. Proudů statoru jsou dle MKP větší cca o 6 A, než jmenovitá hodnota, to je ovšem dáno tím, že u RSM vytváří moment jen stator a tudíž potřebuje větší proud. Podíváme-li se na magnetický obvod, tak zde jsou již hodnoty získané pomocí ANSYS velmi blízké jmenovitým hodnotám $B_{z1} = 1,702$ T a $B_{j1} = 1,418$ T, viz. kapitola 4.4. Menší odlišnosti jsou způsobené mírně odlišnou BH charakteristikou použité oceli při analytických výpočtech a té z knihovny materiálů softwaru.

Z předešlých výsledků je vidět že navržený motor odpovídá teoretickým předpokladům

a byl také úspěšně ověřen pomocí MKP, a tedy můžeme přistoupit k porovnání s původním asynchronním motorem.

Tomu se tedy věnuji v kapitole 5. Co se týče momentu, je vidět, že ASM má o polovinu menší zvlnění momentu než RSM, což je dané právě rozdílnou konstrukcí rotoru strojů. Hlavní položkou k porovnání byly ztráty jednotlivých motorů. Ty jsou rozepsány v tabulce 6, z které je vidět, že RSM má oproti ASM téměř poloviční Jouleovy ztráty. Celkové ztráty obou strojů se z pohledu této tabulky tolik neliší $\Delta P_{\text{RSM}} = 1597,1 \text{ W}$ a $\Delta P_{\text{ASM}} = 1758,9 \text{ W}$. To je způsobeno tím že u RSM zde zahrnuji kompletně všechny ztráty spočtené analyticky, viz kapitola 3.10. a v případě ASM by byly reálné ztráty mírně vyšší, jelikož ztráty spočtené pomocí RMXprt neodpovídají realitě, hlavně mechanické ztráty.

I přes to jsou celkové ztráty RSM menší než u asynchronního motoru. Tomu pak odpovídá výsledná účinnost motorů, která je u RSM o téměř přesně 1,1 % vyšší.

Navržený reluktanční synchronní motor má tedy menší ztráty než původní asynchronní a mohl by tedy být jeho plnohodnotnou náhradou, a to ještě s výše uvedenými benefity, jako je jeho snadnější výroba a s tím ušetřené finance. Asynchronní motor má smysl nahrazovat reluktančním zejména tam, kde je použit měnič frekvence s vektorovým řízením, jelikož RSM ho pro svou činnost vyžaduje vždy.

Seznam použité literatury

- [1] HRABOVCOVÁ V., L. JANOUŠEK, P. RAFAJDUS, a M. LIČKO. Moderné elektrické stroje. Žilina: Žilinská univerzita v Žilině, 2000. ISBN 80-7100-809-5.
- [2] HRABOVCOVÁ, Valéria a Miroslav LIČKO. *Reluktačný synchronný motor*. Žilina: EDIS, 2001. ISBN 80-7100-891-5.
- [3] MĚŘIČKA, Jiří, Václav HAMATA a Petr VOŽENÍLEK. *Elektrické stroje*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2000. ISBN 80-01-02109-2.
- [4] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. 2nd edition. Chichester: Wiley, 2014. ISBN 9781118581575.
- [5] KOSHELEV, Maxim: Návrh synchronního reluktančního motoru. Diplomová práce, Vysoké učení technické v Brně, 2014.
- [6] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů: celostátní vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988.
- [7] Synchronne reluktančné motory s meničmi - Motory Process Performance (Nízkonapětové motory IEC) | ABB. 301 Moved Permanently [online]. Copyright © Copyright 2021 ABB [cit. 14.03.2021]. Dostupné z: <https://new.abb.com/motors-generators/sk/nn-motory-iec/motory-process-performance/synchronne-reluktancne-motory-s-menicmi>
- [8] BAŠTA, Jan. *Teorie elektrických strojů*. Praha: Nakladatelství Československé akademie věd, 1957.
- [9] BOLDEA, I. *Reluctance synchronous machines and drives*. Oxford, England: Clarendon Press, 1996. Monographs in electrical and electronic engineering. ISBN 0-19-859391-0.
- [10] HRUŠKA K. Teorie elektrických strojů: Skripta k předmětu TS2 [online]. 2012 [cit. 19.03.2021]. Dostupné z: <https://courseware.zcu.cz/>
- [11] VOŽENÍLEK, Petr, Vladimír NOVOTNÝ a Pavel MINDL. *Elektromechanické měniče*. 2. vyd. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2011. ISBN 978-80-01-04875-7.
- [12] R.R.Moghaddam, Synchronous Reluctance Machine (SynRM), Master thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2007
- [13] A. Nobahari, A. Vahedi and F. Mahmouditabar, "Torque Profile Improvement of a Synchronous Reluctance Motor through Optimizing the Rotor Flux Barriers Ends," *2019 International Power System Conference (PSC)*, 2019, pp. 169-173, doi: 10.1109/PSC49016.2019.9081540.
- [14] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Francheschini and S. C. Petrache, "Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors," in *IEEE Transactions on Industry*

- Applications, vol. 34, no. 4, pp. 758-765, July-Aug. 1998, doi: 10.1109/28.703969.
- [15] M. Šebest, V. Hrabovcová and P. Makyš, "Optimization of the reluctance synchronous motor with barriers rotor," 2016 ELEKTRO, Strbske Pleso, Slovakia, 2016, pp. 374-378, doi: 10.1109/ELEKTRO.2016.7512100.
- [16] A. Dziechciarz and C. Martis, "New shape of rotor flux barriers in synchronous reluctance machines based on Zhukovski curves," 2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Bucharest, Romania, 2015, pp. 221-224, doi: 10.1109/ATEE.2015.7133768.
- [17] BÁRTA Jan, ONDRUŠEK Čestmír, „Rotor design and optimization of synchronous reluctance machine“, University of Technology, Brno, Science journal, March 2015, pp 555-559
- [18] Y. Yamamoto, S. Morimoto, M. Sanada and Y. Inoue, "Torque Ripple Reduction Using Asymmetric Flux Barriers in Synchronous Reluctance Motor," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Niigata, Japan, 2018, pp. 3197-3202, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507655.
- [19] B. Lehner and D. Gerling, "Direct parameter-based torque ripple minimization of synchronous reluctance machines," 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, Japan, 2016, pp. 1-5.
- [20] S. Taghavi and P. Pillay, "A mechanically robust rotor with transverse-laminations for a synchronous reluctance machine for traction applications," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 5131-5137, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954105.
- [21] B. J. Chalmers and L. Musaba, "Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially-laminated rotor," IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, New Orleans, LA, USA, 1997, pp. 271-278 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1997.643038.
- [22] J. Lee, Y. Kim and D. Kim, "Optimum design of axially laminated synchronous reluctance motor, considering centrifugal force and magnetic saturation using FEM and RSM," 2015 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG), Beijing, China, 2015, pp. 1-1, doi: 10.1109/INTMAG.2015.7157242.
- [23] S. M. Ferdous, P. Garcia, M. A. M. Oninda and M. A. Hoque, "MTPA and Field Weakening Control of Synchronous Reluctance motor," 2016 9th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), Dhaka, Bangladesh, 2016, pp. 598-601, doi: 10.1109/ICECE.2016.7853991.

Seznam obrázků a tabulek

Obr. 1: Zjednodušený princip funkce RSM [5]	7
Obr. 2: Zjednodušený fázorový diagram RSM se zanedbáním ztrát [1]	8
Obr. 3: Momentová charakteristika synchronního stroje s vyniklými póly s vyznačenou reluktanční složkou momentu, upraveno z [11]	9
Obr. 4: Momentová charakteristika RSM [10]	10
Obr. 5: Závislost momentu RSM na ζ a úhlu ψ , pro 4-pólový motor o výkonu 30 kW, upraveno z [4]	10
Obr. 6: Úplné náhradní schéma RSM podle [1]	11
Obr. 8: Náhradní schéma RSM bez klece nakrátko, upraveno z [2]	12
Obr. 9: Fázorový diagram RSM upravený z [10]	13
Obr. 10: Synchronní reluktanční motor [7]	15
Obr. 11: Různé druhy rotorů RSM, převzato z [4]	16
Obr. 12: Nejčastěji používané tvary bariér, převzato z [13]	18
Obr. 13: Závislost počtu bariér na poměru L_d/L_q , převzato z [15]	19
Obr. 14: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, převzato z [16]	20
Obr. 15: Průběh momentu RSM, převzato z [16]	20
Obr. 16: Náčrt uspořádání rotorových plechů, upraveno z [2]	21
Obr. 17: Třetí harmonická magnetického pole ve vzduchové mezeře. a) siločáry magnetického pole, b) a c) trasy vířivých proudů v rotorových plechách	23
Obr. 18: Vygenerované rozložení vinutí dle RMXprt	27
Obr. 19: Náhradní schéma magnetického obvodu stroje	33
Obr. 20: Detail statorové drážky	34
Obr. 21: Rotor RSM s vyznačenými rozměry	37
Obr. 22: Průběh indukčností L_d , L_q v čase, při $\beta = 11^\circ$	41
Obr. 23: Momentová charakteristika RSM z RMXprt Maxwell 2D	42
Obr. 24: Časová závislost momentu RSM, při $\beta = 11^\circ$	42
Obr. 25: Momentová charakteristika RSM	43
Obr. 26: Průběhy statorových proudů RSM	44
Obr. 27: Závislost vstupního proudu na zátěžném úhlu	44
Obr. 28: Závislost účinnosti na zátěžném úhlu	45
Obr. 29: Průběh magnetického toku strojem s zvýrazněnými siločarami	46
Obr. 30: Rozložení magnetická indukce ve stroji, $\beta = 0^\circ$	46

Obr. 31: Rozložení magnetické indukce ve stroji, $\beta = 11^\circ$	47
Obr. 32: BH charakteristika použité oceli z knihovny ANSYS.....	47
Obr. 33: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, $\beta = 0^\circ$	48
Obr. 34: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, $\beta = 11^\circ$	48
Obr. 35: Náhled na konstrukci asynchronního motoru	49
Obr. 36: Průběh momentu ASM v čase	49
Obr. 37: Závislost momentu ASM na otáčkách stroje	50
Obr. 38: Závislost fázového proudu ASM na otáčkách stroje	50
Obr. 39: Průběh proudů ASM.....	51
Obr. 40: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře ASM	51
Obr. 41: Rozložení magnetické indukce v ASM	52
Obr. 42: Ztráty v asynchronním motoru	52
Obr. 43: Ztráty ve statorovém vinutí RSM.....	53
Obr. 44: Rozložení ztrát v železe RSM, dle Maxwell 2D	54
Tab. 1. Naměřené a vypočtené hodnoty z měření AS naprázdno.....	27
Tab. 2. Měření naprázdno při jmenovitém napětí.	28
Tab. 3. Rozměry statorové drážky	34
Tab. 4. Rozměry bariér rotoru	37
Tab. 5. Porovnání výsledků L_d a L_q	41
Tab. 6. Ztráty v jednotlivých strojích	54

Přílohy

Příloha č.1. – Katalogový list použitých plechů

Typical data for SURA® M350-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,08	36,4	0,06	0,17	0,48	2,02	8,34
0,2	0,09	0,20	48,1	0,24	0,62	1,75	7,15	29,0
0,3	0,18	0,36	56,1	0,50	1,30	3,62	14,7	60,1
0,4	0,30	0,54	63,2	0,81	2,15	6,02	24,6	104
0,5	0,44	0,75	70,2	1,18	3,17	8,96	37,2	162
0,6	0,59	0,99	77,5	1,60	4,36	12,5	53,1	241
0,7	0,76	1,27	85,6	2,08	5,73	16,6	72,7	343
0,8	0,95	1,58	94,8	2,62	7,31	21,5	96,9	474
0,9	1,16	1,94	106	3,21	9,09	27,2	126	638
1,0	1,39	2,39	122	3,88	11,1	33,8	162	840
1,1	1,65	2,96	146	4,61	13,4	41,5	204	1079
1,2	1,95	3,76	185	5,43	16,0	50,4	254	1360
1,3	2,29	5,11	264	6,37	18,9	60,4	312	1679
1,4	2,75	8,40	481	7,53	22,3	72,1	378	2036
1,5	3,29	19,8	1200	8,99	26,6	85,7	456	2316
1,6	4,41	54,1	3025					
1,7	4,77	124	6186					
1,8	5,00	238	10720					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg	3,29
Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	1,39
Anisotropy of loss, %	10

Magnetic polarization at 50 Hz

H = 2500 A/m, T	1,58
H = 5000 A/m, T	1,67
H = 10000 A/m, T	1,78

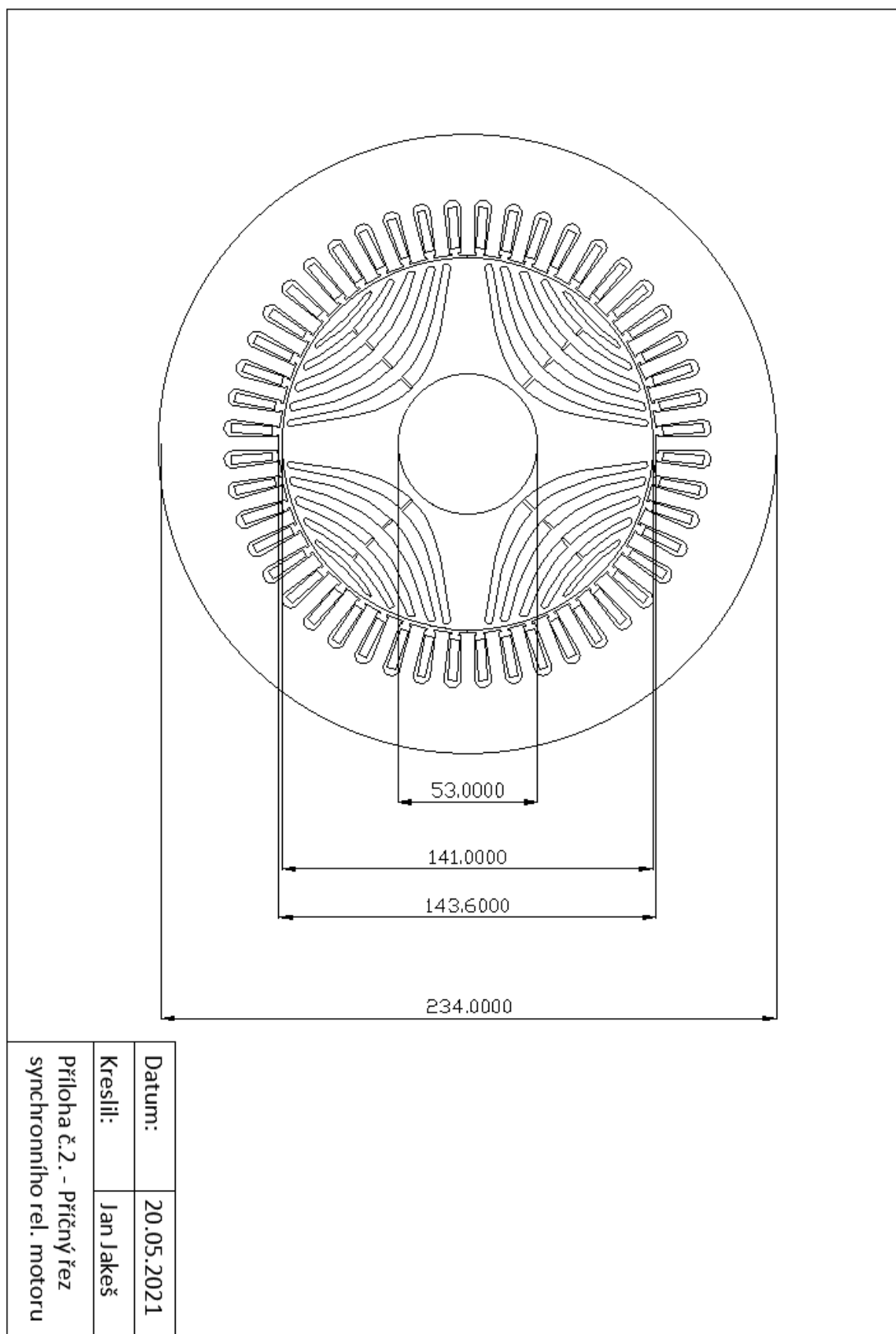
Coercivity (DC), A/m	45
Relative permeability at 1.5 T	1050
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	42

Yield strength, N/mm ²	320
Tensile strength, N/mm ²	460
Young's modulus, RD, N/mm ²	200 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	210 000
Hardness HV5 (VHN)	160

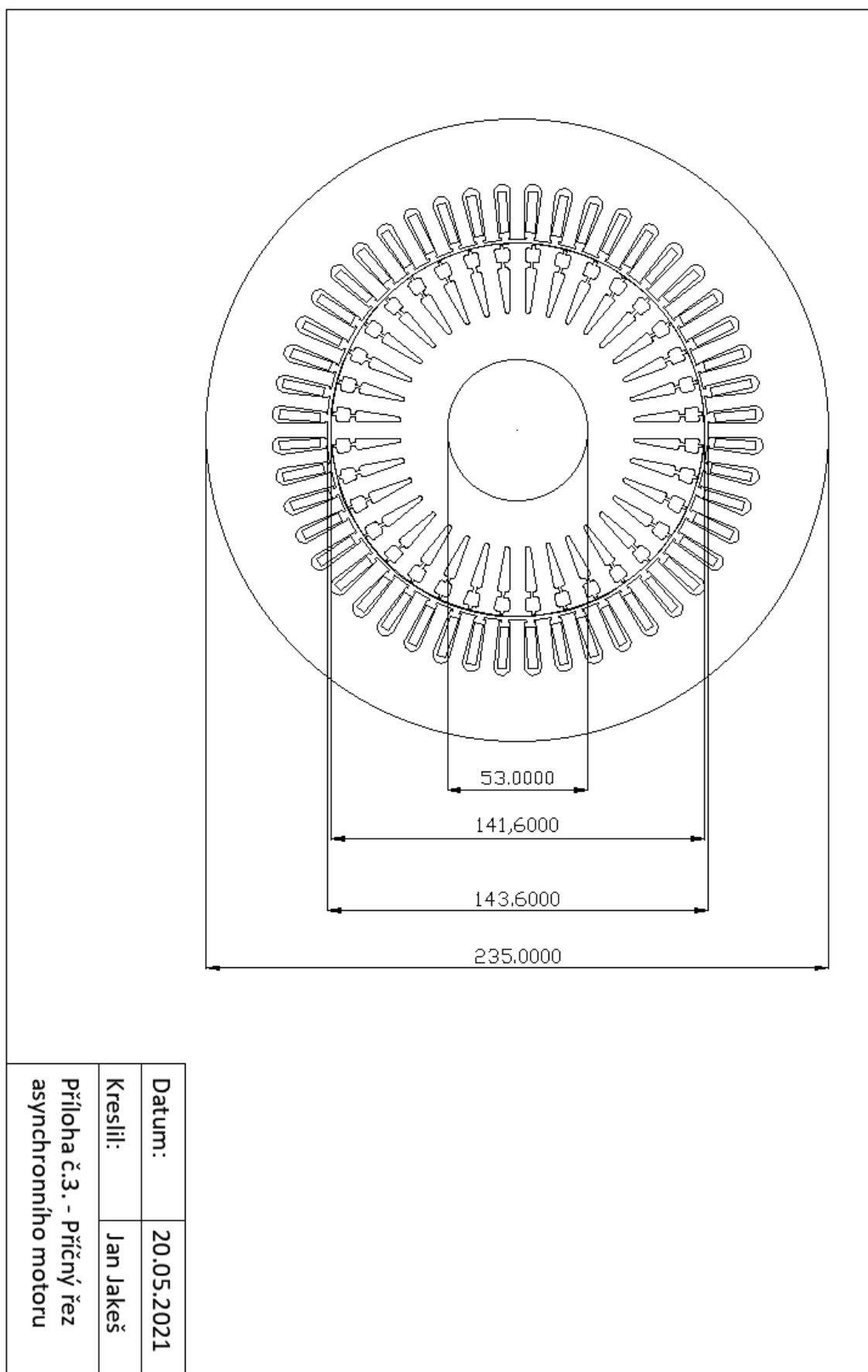
RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher



Příloha číslo 2. – Výkres RSM



Příloha č. 3. – Příčný řez asynchronního motoru



Příloha číslo 4. – Výsledný DesignSheet RSM z RMXprt**SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR DESIGN**

Slot Fill Factor is beyond its limited value.

GENERAL DATA

Operation Type: Motor
 Source Type: AC
 Rated Output Power (kW): 11
 Rated Power Factor: 0.8
 Capacitive Power Factor: No
 Frequency (Hz): 50
 Rated Voltage (V): 400
 Load Type: Const Power
 Rated Speed (rpm): 1500
 Operating Temperature (C): 75

Coil Half-Turn Length (mm): 291.524
 End Length Adjustment (mm): 15
 End-Coil Clearance (mm): 1
 Conductor Type of Stator: copper
 Conductor Resistivity at 75C (ohm.mm²/m): 0.020797

ROTOR DATA

Rotor Core Type: NONS_RELU
 Rotor Position: Inner
 Number of Poles: 4
 Outer Diameter of Rotor (mm): 141
 Inner Diameter of Rotor (mm): 53
 Length of Rotor Core (mm): 136.5
 Stacking Factor of Rotor Core: 0.95
 Steel Type of Rotor: JFE_Steel_50JNE350

STATOR DATA

Stator Core Type: SLOT_AC
 Stator Position: Outer
 Number of Poles: 4
 Outer Diameter of Stator (mm): 235
 Inner Diameter of Stator (mm): 143.6
 Length of Stator Core (mm): 136.5
 Stacking Factor of Stator Core: 0.95
 Steel Type of Stator: JFE_Steel_50JNE350

ROTOR POLE TYPE: 3**ROTOR POLE DIMENSIONS:**

Barriers: 5
 H (mm): 1.5
 W (mm): 1
 R (mm): 1.30062
 R0 (mm): 0
 Rb (mm): 30

Number of Stator Slots: 48
 Type of Stator Slot: 2
 Stator Slot
 hs0 (mm): 0.8
 hs1 (mm): 0
 hs2 (mm): 17
 bs0 (mm): 2.8
 bs1 (mm): 4.2
 bs2 (mm): 6.4
 Top Tooth Width (mm): 5.30374
 Bottom Tooth Width (mm): 5.33216

B0 (mm): 5.5
 Y0 (mm): 5.2
 B1 (mm): 5
 Y1 (mm): 5
 B2 (mm): 4
 Y2 (mm): 4
 B3 (mm): 3
 Y3 (mm): 3
 B4 (mm): 2
 Y4 (mm): 2

STATOR WINDING DATA

Number of Phases: 3
 Winding Connection: Y3
 Number of Parallel Branches: 1
 Number of Layers: 1
 Winding Type: Whole Coiled
 Winding Factor: 0.957662

SHAFT DATA

Magnetic Shaft: Yes
 Friction Loss (W): 1
 Windage Loss/Power (W): 1
 Reference Speed (rpm): 1500

Number of Conductors per Slot: 15
 Number of Wires per Conductor: 1
 Wire Diameter (mm): 2
 Wire Wrap Thickness (mm): 0.075

MATERIAL CONSUMPTION

Stator Wire Density (kg/m³): 8933
 Stator Core Steel Density (kg/m³): 7700
 Rotor Magnet Density (kg/m³): 7800
 Rotor Core Steel Density (kg/m³): 7700

Wedge Thickness (mm): 0
 Slot Liner Thickness (mm): 0.5
 Layer Insulation (mm): 0
 Slot Area (mm²): 108.425
 Net Slot Area (mm²): 79.9229
 Slot Fill Factor (%): 80.8084
 Limited Slot Fill Factor (%): 75

Stator Copper Weight (kg): 5.89053
 Stator Core Steel Weight (kg): 21.9405
 Rotor Core Steel Weight (kg): 11.8284
 Rotor Magnet Weight (kg): 0
 Stator Net Weight (kg): 27.8311
 Rotor Net Weight (kg): 11.8284

**** Warning - Result is Unfeasable ****

Stator Core Steel Consumption (kg): 40.9679
 Rotor Core Steel Consumption (kg): 15.591

Correction Factor for Magnetic
 Circuit Length of Stator Yoke: 0.590783
 Correction Factor for Magnetic
 Circuit Length of Rotor Yoke: 1

UNSATURATED PARAMETERS

Stator Resistance R1 (ohm): 0.463166
 Stator Resistance at 20C (ohm): 0.380992
 Stator Leakage Inductance L1 (H): 0.00215809
 Slot Leakage Inductance Ls1 (H): 0.00115241
 End Leakage Inductance Le1 (H): 0.000748822
 Spread Harmonic Inductance Ld1 (H): 0.000256861
 Muture Slot Leakage Inductance Lsm (H): 0
 Uniform Air-gap Magnetizing Inductance Lm (H): 0.0528828
 D-axis Armature Reactive Inductance Lad (H): 0.0473588
 Q-axis Armature Reactive Inductance Laq (H): 0.00681705
 D-axis Armature synchronous Inductance Ld (H): 0.0495169
 Q-axis Armature synchronous Inductance Lq (H): 0.00897514

NO-LOAD MAGNETIC DATA

Stator Tooth Flux Density (Tesla): 0.908837
 Stator Yoke Flux Density (Tesla): 0.264756
 Rotor Top-Tooth Flux Density (Tesla): 0.412355
 Rotor Yoke Flux Density (Tesla): 0.773295
 Air-Gap Flux Density (Tesla): 0.511873
 Stator Tooth Ampere Turns (A.T): 1.81642
 Stator Yoke Ampere Turns (A.T): 3.34447
 Rotor Top-Tooth Ampere Turns (A.T): 1.99913
 Rotor Yoke Ampere Turns (A.T): 1.38532
 Air-Gap Ampere Turns (A.T): 592.768
 Total Ampere Turn Drop (A.T): 601.313
 Saturation Factor: 1.01442

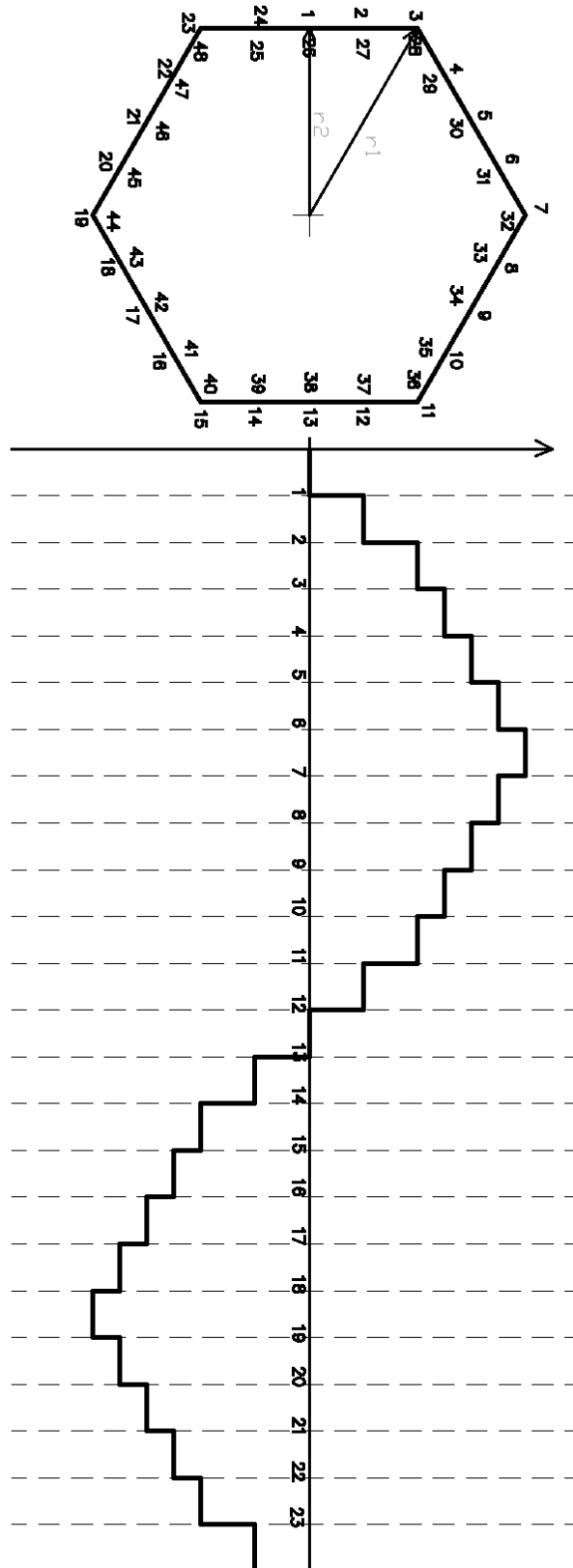
FULL-LOAD ELECTRIC DATA

Root-Mean-Square Armature Current (A): 23.9076
 Armature Thermal Load (A²/mm³): 293.022
 Specific Electric Loading (A/mm): 38.5047
 Armature Current Density (A/mm²): 7.61003
 Frictional and Windage Loss (W): 2
 Iron-Core Loss (W): 0
 Armature Copper Loss (W): 794.202
 Transistor Loss (W): 0
 Diode Loss (W): 0
 Total Loss (W): 796.202
 Output Power (W): 11000.3
 Input Power (W): 11796.5
 Efficiency (%): 93.2505
 Torque Angle (deg): 12.4494
 Current Lag Angle (deg): 32.1357
 Rated Speed (rpm): 1500
 Rated Torque (N.m): 70.0298

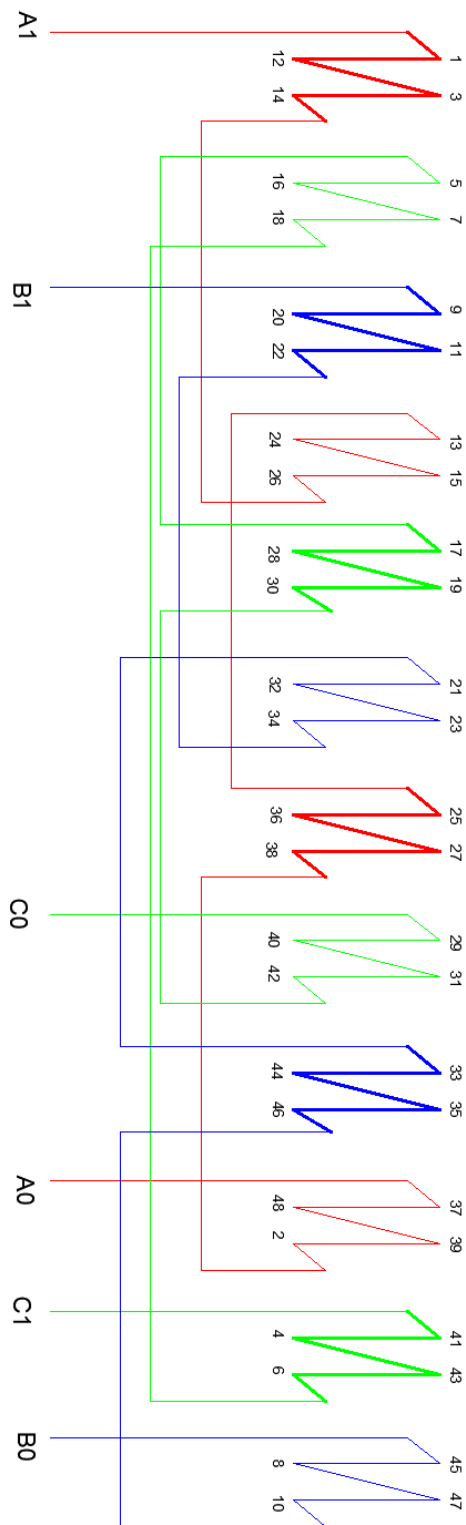
TRANSIENT FEA INPUT DATA

For Stator Winding:
 Number of Turns: 120
 Parallel Branches: 1
 Terminal Resistance (ohm): 0.463166
 End Leakage Inductance (H): 0.000748822
 2D Equivalent Value:
 Equivalent Model Depth (mm): 136.5
 Equivalent Stator Stacking Factor: 0.95
 Equivalent Rotor Stacking Factor: 0.95

Příloha číslo 5. – Gorgesův obrazec



Příloha číslo 6. – Tingleyho schéma a pilové schéma statorových vinutí



		A			C'							B					A																																						
		A'			C							B'					A'																																						
1. pól	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48							
2. pól	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48																			
3. pól	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48																															
4. pól	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48																																											

Příloha číslo 7. – Design Sheet Asynchronního motoru**THREE-PHASE INDUCTION MOTOR
DESIGN****GENERAL DATA**

Operation Type: Motor
 Source Type: AC
 Rated Output Power (kW): 11
 Rated Power Factor: 0.8
 Capacitive Power Factor: No
 Frequency (Hz): 50
 Rated Voltage (V): 400
 Load Type: Const Power
 Rated Speed (rpm): 1460
 Operating Temperature (C): 75

STATOR DATA

Stator Core Type: SLOT_AC
 Stator Position: Outer
 Number of Poles: 4
 Outer Diameter of Stator (mm): 235
 Inner Diameter of Stator (mm): 143.6
 Length of Stator Core (mm): 136.5
 Stacking Factor of Stator Core: 0.95
 Steel Type of Stator: JFE_Steel_50JNE350
 Number of Stator Slots: 48
 Type of Stator Slot: 2
 Stator Slot
 hs0 (mm): 0.8
 hs1 (mm): 0
 hs2 (mm): 17
 bs0 (mm): 2.8
 bs1 (mm): 4.2
 bs2 (mm): 6.4
 Top Tooth Width (mm): 5.30374
 Bottom Tooth Width (mm): 5.33216

STATOR WINDING DATA

Number of Phases: 3
 Winding Connection: Y3
 Number of Parallel Branches: 1
 Number of Layers: 1
 Winding Type: Whole Coiled
 Winding Factor: 0.957662
 Number of Conductors per Slot: 15
 Number of Wires per Conductor: 1
 Wire Diameter (mm): 2
 Wire Wrap Thickness (mm): 0.075
 Wedge Thickness (mm): 0
 Slot Liner Thickness (mm): 0.5
 Layer Insulation (mm): 0
 Slot Area (mm²): 108.425
 Net Slot Area (mm²): 79.9229
 Slot Fill Factor (%): 80.8084
 Limited Slot Fill Factor (%): 75

**** Warning - Result is Unfeasable ****

Slot Fill Factor is beyond its limited value.

Coil Half-Turn Length (mm): 291.524
 End Length Adjustment (mm): 15
 End-Coil Clearance (mm): 1
 Conductor Type of Stator: copper
 Conductor Resistivity at 75C (ohm.mm²/m): 0.020797

ROTOR DATA

Rotor Core Type: SLOT_CAGE
 Rotor Position: Inner
 Number of Poles: 4
 Outer Diameter of Rotor (mm): 141.6
 Inner Diameter of Rotor (mm): 53
 Length of Rotor Core (mm): 136.5
 Stacking Factor of Rotor Core: 0.95
 Steel Type of Rotor: JFE_Steel_50JNE350
 Number of Rotor Slots: 36

CAGE DATA

Bar Fitting Gap (mm): 0
 Type of Cage Slot: 4
 Cage Slot
 hs0 (mm): 1.83
 hs01 (mm): 0.63
 hs1 (mm): 1
 hs2 (mm): 3.29
 bs0 (mm): 1.2
 bs1 (mm): 5.64
 bs2 (mm): 5.064
 rs (mm): 1
 Bar Conductor Type: aluminum
 Bar Resistivity at 75C (ohm.mm²/m): 0.0263158

Bar End Extension (mm): 1
 Axial End Ring Width (mm): 5
 Radial End Ring Height (mm): 8.5
 End Ring Conductor Type: aluminum
 End Ring Resistivity at 75C (ohm.mm²/m): 0.0263158

BOTTOM CAGE DATA

Bar Fitting Gap (mm): 0
 Type of Bottom Cage Slot: 4
 Bottom Cage Slot
 hs0 (mm): 2
 hs1 (mm): 1.096
 hs2 (mm): 15.27
 bs0 (mm): 1.1
 bs1 (mm): 4.36
 bs2 (mm): 1.7
 rs (mm): 0.85
 Bar Conductor Type: aluminum
 Bar Resistivity at 75C (ohm.mm²/m): 0.0263158

SHAFT DATA

Magnetic Shaft: Yes

Friction Loss (W): 1
 Windage Loss/Power (W): 1
 Reference Speed (rpm): 1460

Note: Slot Close-Tip Leakage Reactance is not included in X2.

MATERIAL CONSUMPTION

Stator Wire Density (kg/m³): 8933
 Rotor Bar Density (kg/m³): 2689
 Rotor Ring Density (kg/m³): 2689
 Rotor Bottom-Cage Bar Density (kg/m³): 2689
 Stator Core Steel Density (kg/m³): 7700
 Rotor Core Steel Density (kg/m³): 7700

Stator Copper Weight (kg): 5.89053
 Rotor Conductor Weight (kg): 1.2021
 Stator Core Steel Weight (kg): 21.9405
 Rotor Core Steel Weight (kg): 10.4133
 Stator Net Weight (kg): 27.8311
 Rotor Net Weight (kg): 11.6154

Stator Core Steel Consumption (kg):
 40.9679
 Rotor Core Steel Consumption (kg):
 15.591

UNSATURATED PARAMETERS

Stator Resistance R1 (ohm): 0.463166
 Stator Leakage Reactance X1 (ohm):
 0.678067
 Slot Leakage Reactance Xs1 (ohm):
 0.362039
 End Leakage Reactance Xe1 (ohm):
 0.235249
 Harmonic Leakage Reactance Xd1 (ohm):
 0.0807787
 Magnetizing Reactance Xm (ohm): 16.6308
 Rotor Resistance R2 (ohm): 0.714983
 Top Bar Resistance (ohm): 0.61678
 Bottom Bar Resistance (ohm): 0.311111
 End Ring Resistance (ohm): 0.508184
 Rotor Leakage Reactance X2 (ohm):
 1.17018
 Slot Open-Tip Leakage Reactance (ohm):
 0.253178
 Top Slot Leakage Reactance (ohm):
 0.0714105
 Bottom Slot Leakage Reactance (ohm):
 0.981256
 Mutual Slot Leakage Reactance (ohm):
 0.109072
 Top End Leakage Reactance (ohm):
 0.000143428
 Bottom End Leakage Reactance (ohm):
 0.000140572
 Mutual End Leakage Reactance (ohm):
 1.29661e-07
 End Ring Leakage Reactance Xe2 (ohm):
 0.241461
 Harmonic Leakage Reactance Xd2 (ohm):
 0.185256
 Skew Leakage Reactance Xsk2 (ohm): 0

NO-LOAD MAGNETIC DATA

Stator Tooth Flux Density (Tesla): 1.57444
 Stator Yoke Flux Density (Tesla): 1.3545
 Rotor Top-Tooth Flux Density (Tesla):
 1.0455
 Rotor Bot-Tooth Flux Density (Tesla):
 1.15276
 Rotor Yoke Flux Density (Tesla): 0.757546
 Air-Gap Flux Density (Tesla): 0.870797
 Stator Tooth Ampere Turns (A.T): 21.2463
 Stator Yoke Ampere Turns (A.T): 9.56992
 Rotor Top-Tooth Ampere Turns (A.T):
 0.731682
 Rotor Bot-Tooth Ampere Turns (A.T):
 2.40704
 Rotor Yoke Ampere Turns (A.T): 0.87246
 Air-Gap Ampere Turns (A.T): 1026.56
 Total Ampere Turn Drop (A.T): 1061.39
 Saturation Factor: 1.03393

NO-LOAD OPERATION

Stator Phase Voltage (V): 230.934
 Stator Phase Current (A): 13.771
 Magnetizing Current (A): 13.771
 Rotor Current Referred to Stator (A):
 0.00317821
 Total Loss (W): 181.453
 Rotor Copper Loss (W): 2.16662e-05
 Iron-Core Loss (W): 179.342
 Mechanical Loss (W): 2.11182
 Shaft Torque (N.m): 9.25037e-07
 Rotor Speed (rpm): 1499.98

Stator Resistance R1 (ohm): 0.463166
 Stator Leakage Reactance X1 (ohm):
 0.67804
 Magnetizing Reactance Xm (ohm): 16.0851
 Rotor Resistance R2 (ohm): 0.714983
 Rotor Leakage Reactance X2 (ohm):
 2.21339
 Saturation Factor for Xd1 & Xd2: 1.00029

FULL-LOAD MAGNETIC DATA

Stator Tooth Flux Density (Tesla): 1.50848
 Stator Yoke Flux Density (Tesla): 1.29286
 Rotor Top-Tooth Flux Density (Tesla):
 0.997926
 Rotor Bot-Tooth Flux Density (Tesla):
 1.1003
 Rotor Yoke Flux Density (Tesla): 0.723072
 Air-Gap Flux Density (Tesla): 0.833983
 Stator Tooth Ampere Turns (A.T): 10.5424
 Stator Yoke Ampere Turns (A.T): 8.31854
 Rotor Top-Tooth Ampere Turns (A.T):

0.683746
 Rotor Bot-Tooth Ampere Turns (A.T):
 2.17696
 Rotor Yoke Ampere Turns (A.T): 0.832756
 Air-Gap Ampere Turns (A.T): 983.162
 Total Ampere Turn Drop (A.T): 1005.72
 Saturation Factor: 1.02294

Correction Factor for Magnetic
 Circuit Length of Stator Yoke: 0.579124
 Correction Factor for Magnetic
 Circuit Length of Rotor Yoke: 0.7

FULL-LOAD OPERATION

Induced Voltage per Unit: 0.91553
 Stator Phase Voltage (V): 230.934
 Stator Phase Current (A): 24.5032
 Stator Current Density (A/mm²): 7.79963
 Stator Thermal Load (A²/mm³): 305.018
 Stator Specific Electric Loading (A/mm):
 39.1068
 Rotor Bar Current (A): 359.791
 Rotor Bar Current Density (A/mm²):
 4.34742
 Rotor Thermal Load (A²/mm³): 127.121
 Rotor Specific Electric Loading (A/mm):
 29.2405

Ohmic Loss (W): 1592.82
 Stator Ohmic Loss (W): 834.268
 Rotor Ohmic Loss (W): 758.553
 Iron-Core Loss (W): 164.324
 Stator-Tooth Basic Core Loss (W):
 56.7165
 Stator-Yoke Basic Core Loss (W):
 107.149
 Stator Surface Excess Loss (W): 0.0413313
 Rotor Surface Excess Loss (W): 0.0448897
 Stator-Tooth Pulsating Loss (W): 0.0341723
 Rotor-Tooth Pulsating Loss (W): 0.338507
 Mechanical Loss (W): 1.84899
 Friction Loss (W): 0.96113
 Windage Loss (W): 0.887863

Total Loss (kW): 1.75899
 Electrical Input Power (kW): 12.759
 Mechanical Output Power (kW): 11
 Efficiency (%): 86.2137
 Shaft Torque (N.m): 74.8565
 Rotor Speed (rpm): 1403.25
 Rotor Slip: 0.0645006
 Power Factor: 0.751596

Stator Resistance R1 (ohm): 0.463166
 Stator Leakage Reactance X1 (ohm):
 0.678034
 Magnetizing Reactance Xm (ohm): 16.2578
 Rotor Resistance R2 (ohm): 0.716552
 Rotor Leakage Reactance X2 (ohm):
 1.80645

Saturation Factor for Xd1 & Xd2: 1.00036

BREAK-DOWN OPERATION

Break-Down Slip: 0.54
 Break-Down Torque (N.m): 198.993
 Break-Down Torque Ratio: 2.65833
 Break-Down Phase Current (A): 89.9901

LOCKED-ROTOR OPERATION

Locked-Rotor Torque (N.m): 191.665
 Locked-Rotor Phase Current (A): 110.71
 Locked-Rotor Torque Ratio: 2.56044
 Locked-Rotor Current Ratio: 4.51818

Stator Resistance R1 (ohm): 0.463166
 Stator Leakage Reactance X1 (ohm):
 0.661728

Magnetizing Reactance Xm (ohm): 16.4024
 Rotor Resistance R2 (ohm): 0.924022
 Rotor Leakage Reactance X2 (ohm):
 0.997462

Saturation Factor for Xd1 & Xd2: 1.23846

TRANSIENT FEA INPUT DATA

For Stator Winding:
 Number of Turns: 120
 Parallel Branches: 1
 Terminal Resistance (ohm): 0.463166
 End Leakage Inductance (H): 0.000795986
 For Rotor End Ring between Two Bars of One
 Side:
 Equivalent Ring Resistance (ohm):
 7.00198e-06
 Equivalent Ring Inductance (H): 1.05299e-08
 2D Equivalent Value:
 Equivalent Model Depth (mm): 136.5
 Equivalent Stator Stacking Factor: 0.95
 Equivalent Rotor Stacking Factor: 0.95