



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

**OPTIMALIZACE MAGNETICKÉHO OBVODU
KLASICKÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU PŘI
NAPÁJECÍ FREKVENCI DO 210 HZ**

OPTIMIZATION OF MAGNETIC CIRCUIT OF INDUCTION MOTOR FOR FREQUENCY UP
TO 210 HZ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Binek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Martin Binek

ID: 164244

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Optimalizace magnetického obvodu klasického asynchronního motoru při napájecí frekvenci do 210 Hz

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s problematikou asynchronních motorů a s výpočtem jejich parametrů.
2. Provedte analytický výpočet parametrů zadaného motoru.
3. Vytvořte model motoru v programu Ansoft/RMxpert, a výsledky srovnajte s vypočtenými.
4. Vytvořte model v programu Maxwell a provedte výpočet metodou konečných prvků.
5. Zhodnotte možnosti a navrhnete úpravy magnetického obvodu motoru pro dosažení optimálních vlastností při napájecí frekvenci do 210 Hz.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

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

Konzultant:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se v její první části zabývá teorií týkající se asynchronního motoru. Stručným způsobem je popsána konstrukce třífázových asynchronních motorů, princip vzniku tažné síly, tok výkonu s rozdělením ztrát a také momentová charakteristika.

S respektováním teorie asynchronního motoru je v další části předveden analytický výpočet parametrů náhradního schématu pro konkrétní třífázový asynchronní motor s rozměry danými výkresovou dokumentací. Díky dopočtení těchto parametrů je poté možné zjistit jmenovité parametry motoru, což umožňuje následné srovnání.

V dalším kroku je vytvořen model motoru v programu RMXprt, který je následně převeden i do programu ANSYS Maxwell 2D. Pro obě prostředí jsou provedeny simulace.

Následuje srovnání a zhodnocení výsledků získaných analytickým výpočtem a simulacemi s naměřenými hodnotami.

Finální částí diplomové práce je optimalizace magnetického obvodu motoru pro vyšší napájecí frekvence. V rámci optimalizace je zkoumána účinnost upraveného motoru na vyšších frekvencích prostřednictvím modulu RMXprt Optimetrics, a to jak pro plechy výchozí, tak alternativní.

Klíčová slova

Asynchronní motor, analytický výpočet, RMXprt, simulace, magnetický obvod, náhradní schéma, optimalizace, účinnost

Abstract

This master's thesis first deals with the theory concerning induction motor. It briefly describes the construction of three-phase induction motors, the generation of tractive force, power flow with loss distribution and also torque characteristic.

In the next part an analytical calculation of the parameters of equivalent circuit for an existing induction motor with known dimensions is performed. After the calculation it is possible to find out the rated parameters of the motor, which makes it possible to further compare results with the values obtained by other methods.

The next step was to create a model of the motor in RMxpert program, which is later also translated to ANSYS Maxwell 2D model. Simulations were carried out in both interfaces.

As the next step the results obtained by the three methods are compared with measured values and also evaluated.

The final part of the thesis focuses on the optimization of the magnetic circuit for higher frequencies. Efficiency of the modified induction motor is examined for higher frequencies using RMxpert Optimetrics and this procedure is performed for both default and alternative electrical steel materials.

Keywords

Induction machine, analytical calculation, RMxpert, simulation, magnetic circuit, equivalent circuit, optimization, efficiency

Bibliografická citace:

BINEK, Martin. *Optimalizace magnetického obvodu klasického asynchronního motoru při napájecí frekvenci do 210 Hz*. Brno, 2019. 69s. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/119849>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce doc. Ing. Ondřej Vítek Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Optimalizace magnetického obvodu klasického asynchronního motoru při napájecí frekvenci do 210 Hz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 22. května 2019

.....
podpis autora

Poděkování

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

Dále mé poděkování patří firmě Siemens, s.r.o., Odštěpný závod Elektromotory Mohelnice za poskytnutí podkladů k vypracování práce a za odbornou pomoc konzultantů Martina Jílka a Petra Fialy.

V Brně dne: 22. května 2019

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod.....	11
2.	Asynchronní stroj.....	12
2.1.	Konstrukce asynchronní stroje.....	12
2.2.	Princip činnosti.....	13
2.3.	Tok výkonu a momentová charakteristika.....	13
3.	Analytický výpočet parametrů zadaného motoru.....	16
3.1.	Výchozí parametry motoru.....	16
3.2.	Výpočet magnetické indukce ve vzduchové mezeře.....	16
3.2.1	Činitele vinutí.....	16
3.2.2	Určení amplitudy 1. harmonické ideálního magnetického toku naprázdno	17
3.2.3	Určení amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře.....	17
3.3.	Magnetická napětí na částech motoru.....	19
3.3.1	Určení magnetického napětí na vzduchové mezeře.....	19
3.3.2	Magnetické napětí na zubu statoru.....	19
3.3.3	Magnetické napětí na zubu rotoru.....	20
3.3.4	Magnetické napětí jha statoru.....	20
3.3.5	Magnetické napětí na jhu rotoru.....	21
3.3.6	Zpřesnění Kinkelova činitele deformace pole.....	22
3.3.7	Celkové magnetické napětí na dva póly.....	23
3.4.	Magnetizační proud a magnetizační reaktance.....	23
3.4.1	Určení magnetizačního proudu.....	23
3.4.2	Výpočet magnetizační reaktance.....	23
3.5.	Výpočet ztrát v železe.....	23
3.5.1	Ztráty v zubech statoru.....	23
3.5.2	Ztráty ve jhu statoru.....	24
3.5.3	Ztráty v železe statoru.....	24
3.5.4	Výpočet odporu R_{Fe}	25
3.6.	Výpočet činných odporů vinutí.....	25
3.6.1	Činný odpor vinutí fáze statoru.....	25
3.6.2	Činný odpor fáze rotoru.....	26

3.7.	Rozptylové reaktance	27
3.7.1	Celková rozptylová reaktance statoru	27
3.7.2	Rozptylová reaktance prostoru čel pro stator	27
3.7.3	Drážková reaktance statoru	28
3.7.4	Reaktance diferenčního rozptylu	29
3.7.5	Přídavná reaktance vlivem zešíkmení drážek	29
3.7.6	Celková rozptylová reaktance rotoru	30
3.7.7	Rozptylová reaktance prostoru čel pro rotor	30
3.7.8	Drážková reaktance rotoru	30
3.7.9	Reaktance diferenčního rozptylu pro rotor	31
3.7.10	Celková rozptylová reaktance rotoru přepočtená na stator	32
3.8.	Výpočet jmenovitých parametrů motoru	32
4.	Simulace v prostředí RMxpert	36
5.	Simulace v Maxwell 2D	40
6.	Porovnání analytického výpočtu se simulací v rmxprt, Maxwell 2D a měřením	43
7.	Optimalizace magnetického obvodu motoru	45
7.1.	Posouzení přesnosti analyt. výpočtu a RMxpert	45
7.2.	Zkoumání účinnosti motoru v závislosti na délce magnetického obvodu a počtu závitů	48
7.3.	Optimalizace při použití kvalitnějších plechů	54
7.4.	Zhodnocení optimalizace	58
8.	Závěr	61

Seznam obrázků

Obrázek 1: Konstrukce asynchronního motoru [4].....	12
Obrázek 2: Vznik tažné síly asynchronního motoru [1]	13
Obrázek 3: Znárodnění toku výkonu v asynchronním motoru [1].....	14
Obrázek 4: Momentová charakteristika asynchronního stroje [1].....	15
Obrázek 5: Graf pro odečtení Kinkelova činitele [2].....	18
Obrázek 6: Obrázek k jednotkové vodivosti můstku drážky [2]	28
Obrázek 7: K určení vodivosti prostoru zaplněného vodičem pro "L" drážku [2]	29
Obrázek 8: Obrázek k výpočtu jednotkové magnetické vodivosti rotorové drážky [2]	31
Obrázek 9: Náhradní schéma třífázového asynchronního motoru [3]	32
Obrázek 10: Prostředí programu RMxprt - uživatelské definování drážky	36
Obrázek 11: RMxprt - nastavení analýzy motoru	37
Obrázek 12: Výsledný model motoru v prostředí RMxprt	37
Obrázek 13: Výřez dat z Design-Sheet pro jmenovitý chod.....	38
Obrázek 14: Závislost výkonu na otáčkách motoru.....	39
Obrázek 15: Momentová charakteristika motoru	39
Obrázek 16: Maxwell 2D - Nastavení pohybu	40
Obrázek 17: Maxwell 2D	40
Obrázek 18: Maxwell 2D - nastavení simulace	41
Obrázek 19: Výkon a příkon stroje po připojení na síť	41
Obrázek 20: Nastavení intervalu pro výpočet hledaných hodnot	42
Obrázek 21: Ustálování momentu motoru po připojení k síti	42
Obrázek 22: Mapa účinnosti motoru při 110 Hz	49
Obrázek 23: Mapa účinnosti motoru při 143 Hz	51
Obrázek 24: Mapa účinnosti motoru při 198 Hz	53
Obrázek 25: Mapa účinnosti motoru při 198 Hz plechy M530-50A	55
Obrázek 26: Mapa účinnosti motoru při 198 Hz plechy M330-50A	57

Seznam tabulek

Tabulka 1: Koeficienty pro výpočet Kinkelova činitele [2]	22
Tabulka 2: Činitele vyjadřující vliv opracování plechů [2]	24
Tabulka 3: Parametry náhradního schématu	33
Tabulka 4: Parametry náhradního schématu: Analyt. výpočet vs RMxpřt	43
Tabulka 5: Porovnání výsledků získaných jednotlivými metodami	44
Tabulka 6: Srovnání parametrů pro výchozí podobu motoru při 110 Hz	45
Tabulka 7: Srovnání parametrů pro výchozí podobu motoru při 143 Hz	46
Tabulka 8: Srovnání parametrů pro výchozí podobu motoru při 198 Hz	47
Tabulka 9: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxpřt) při 110 Hz	48
Tabulka 10: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxpřt) při 143 Hz	50
Tabulka 11: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxpřt) při 198 Hz	52
Tabulka 12: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxpřt) při 198 Hz plechy M530-50A	54
Tabulka 13: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxpřt) při 198 Hz plechy M330-50A	56
Tabulka 14: Ztráty motoru při frekvenci 110 Hz pro M800-65A (N=25)	59
Tabulka 15: Maximální zjištěné účinnosti na daných frekvencích podle uvažovaných plechů	60
Tabulka 16: Varianta s nejvyšší účinností - ověření Maxwell 2D	60

1. ÚVOD

Asynchronní stroje jsou zejména v oblasti průmyslu vůbec nejpoužívanějšími elektrickými stroji. Jejich funkce je postavena na principu elektromagnetické indukce, proto někdy bývají nazývány také jako indukční. S těmito stroji se lze setkat v podobě motorů nebo generátorů, přičemž dominantním je využití motorické, kdy dochází k přeměně elektrické energie na mechanickou.

Mezi hlavní výhody a důvody hojného využití asynchronních strojů patří jednoduchost konstrukce, nízké nároky na údržbu, nižší cena oproti jiným strojům a také vysoká spolehlivost. Předností asynchronních motorů je pak také možnost připojení přímo na střídavou síť. Alternativou je připojení motoru na síť přes frekvenční měnič, kdy je umožněno jinak komplikované řízení otáček asynchronního motoru.

Existují dva základní způsoby připojení třífázového asynchronního motoru na síť, a to v zapojení do hvězdy (Y) nebo do trojúhelníku (D). Při spojení do hvězdy je napětí na fázi $\sqrt{3}$ krát menší než při spojení do trojúhelníku.

V této diplomové práci bude nejprve krátce provedeno shrnutí teorie asynchronního motoru. Na to bude navazovat analytický výpočet parametrů klasického třífázového asynchronního motoru s kotvou nakrátko podle rozměrů a dalších informací z výkresové dokumentace motoru společnosti Siemens, odštěpný závod elektromotory Mohelnice.

V další části bude vytvořen model motoru v programu RMXprt se zobrazením momentové charakteristiky a zjištěním parametrů motoru. Model v programu RMXprt bude následně převeden do prostředí ANSYS Maxwell 2D, kde bude provedena simulace metodou konečných prvků a budou vybrány hodnoty pro pozdější srovnání.

Navazující kapitola bude zahrnovat porovnání výsledků získaných analytickým výpočtem, simulacemi v programech RMXprt a Maxwell 2D s hodnotami získanými z měření provedeném na motoru.

V poslední části práce bude předvedena optimalizace magnetického obvodu upraveného motoru pro vyšší napájecí frekvence. Zkoumána bude účinnost při změně délky magnetického obvodu v kombinaci s počtem závitů. Dále dojde také k simulaci s použitím alternativním plechů.

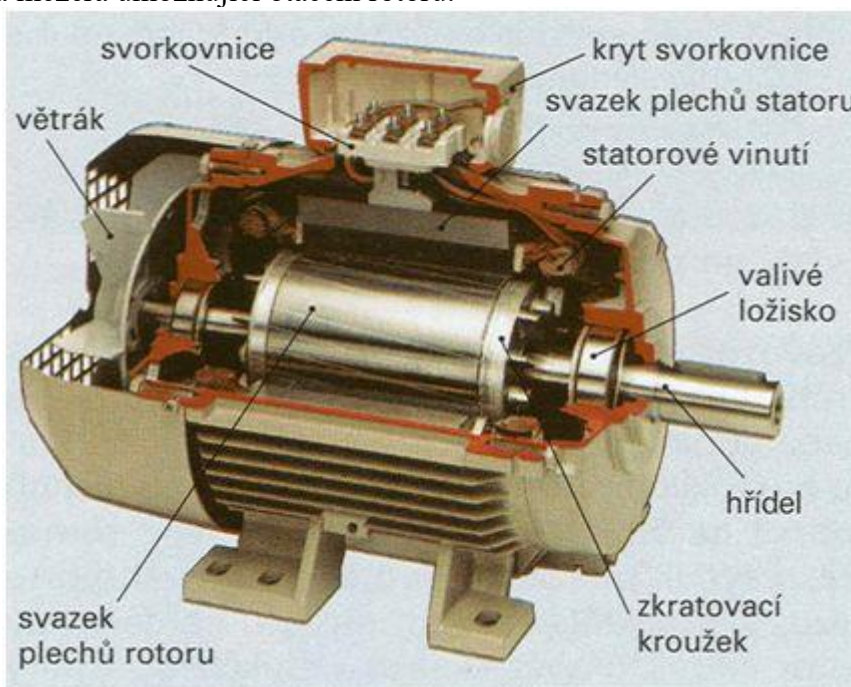
Hlavní motivací k výběru tématu bylo prohloubení znalostí týkajících se návrhu a analýzy třífázových asynchronních motorů s následným řešením optimalizace magnetického obvodu pro vyšší napájecí frekvence

2. ASYNCHRONNÍ STROJ

Asynchronní stroj stejně jako ostatní elektrické stroje umožňují elektromechanickou přeměnu energie. U asynchronních motorů se elektrická energie přeměňuje na mechanickou, u generátorů je tomu naopak. Právě motorická podoba asynchronního stroje převládá nad využitím v podobě generátoru.

2.1. Konstrukce asynchronní stroje

Hlavní funkční části asynchronního stroje tvoří pevná část v podobě statoru a část pohyblivá představovaná rotorem. Stator je tvořen litinovou, svařovanou nebo hliníkovou konstrukcí s dvěma ložiskovými štíty. Vnitřní část statoru tvoří statorový svazek složený z na sebe nalisovaných plechů s izolací, která omezuje průchod vířivých proudů. Stejně tak tomu bývá u rotoru, kde jsou rotorové plechy nalisovány na hřídel otáčející se v ložiskách zapadajících do ložiskových štítů. Toto uspořádání zajišťuje vymezení pozice rotoru uvnitř statoru. V prostoru mezi státorem a rotorem se nachází vzduchová mezera umožňující otáčení rotoru.



Obrázek 1: Konstrukce asynchronního motoru [4]

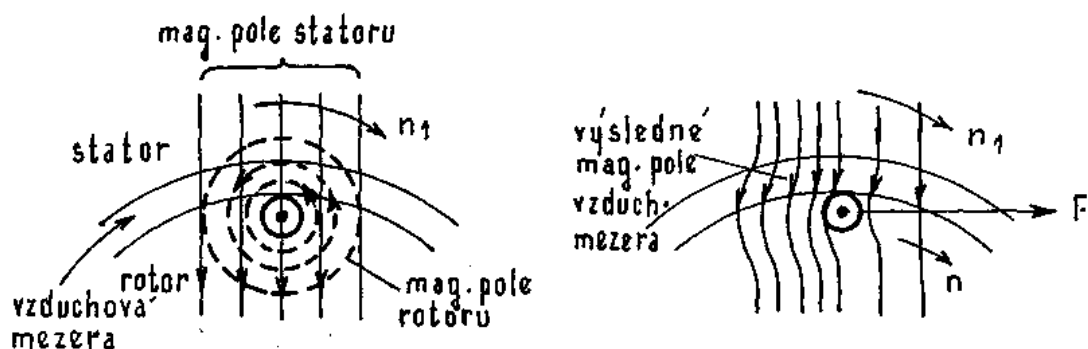
Obě části stroje jsou opatřeny vinutím umožňujícím průchod elektrického proudu. Na straně statoru je obvykle třífázové vinutí umístěné v drážkách. V některých případech se ale využívá i vinutí jednofázového, případně dvoufázového. Začátky a konce vinutí jsou vyvedené na svorkovnici.

Rotorové vinutí (kotva) může být provedeno dvěma základními způsoby. První variantou je provedení v podobě lité hliníkové klece tvořené tyčemi spojenými zkratovacími kruhy (kotva nakrátko), přičemž pro motory větších výkonů s kotvou nakrátko se do drážek rotoru umísťují neizolované vodiče z mědi nebo mosazi.

Druhou variantu představuje vinutý rotor opatřený kroužky. Vinutí je tvořeno izolovanými vodiči, přičemž na sběrací kroužky, na které přiléhají kartáče, jsou připojené konce fází. Spojení začátku fází je uzlové. Provedení asynchronního motoru s vinutým rotorem poskytuje možnost regulace otáček a usnadňuje rozběh zvýšením rotorového odporu.

2.2. Princip činnosti

V praxi se lze nejčastěji setkat s provedením asynchronního stroje v podobě třífázového asynchronního motoru, jehož statorové vinutí je napájeno třífázovou sítí. Průchodem proudu fázemi statoru vzniká točivé magnetické pole protínající vodiče rotoru, což má za následek indukci napětí v rotorovém vinutí. Pokud je rotorové vinutí uzavřeno, začne ním procházet proud, který také vytváří magnetické pole. Dochází tedy k interakci statorového a rotorového magnetického pole, což má za důsledek vznik síly, která působí na vodiče rotoru ve směru magnetického pole statoru.



Obrázek 2: Vznik tažné síly asynchronního motoru [1]

Z obrázku lze vyvodit, že podmínkou indukce napětí ve vinutí rotoru je relativní pohyb statorového pole vůči vodičům rotoru. Pro splnění této podmínky musí existovat rozdíl mezi otáčkami stroje n reprezentovanými otáčkami rotoru a otáčkami točivého magnetického pole statoru n_1 . Jedná se o tzv. skluz, který je závislý na mechanickém zatížení stroje.

Pokud hodnota skluzu nabývá hodnot 0 až 1, nachází se stroj v motorickém režimu. [1]

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (1)$$

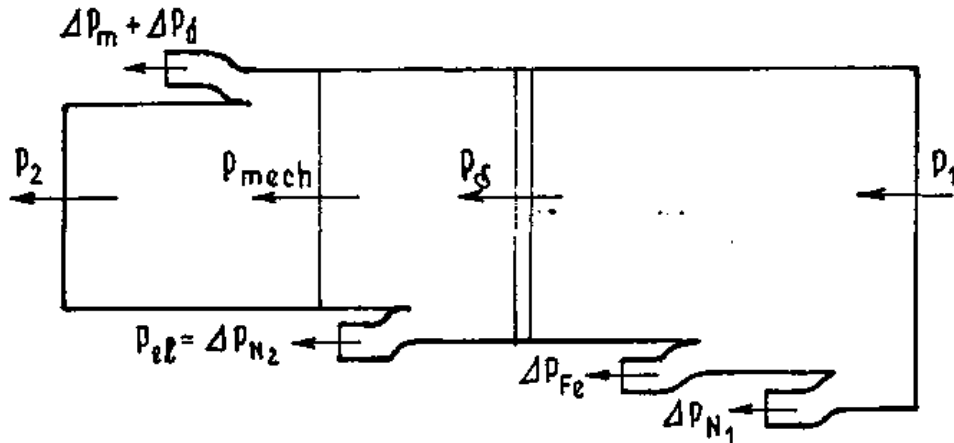
2.3. Tok výkonu a momentová charakteristika

Příkon, který odebírá stroj ze sítě se spočítá podle vzorce:

$$P_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi \quad (2)$$

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

Tento příkon v sobě zahrnuje mimo jiné činné ztráty ve vinutí statoru (Jouleovy) ΔP_{N_1} , ztráty v magnetickém obvodu motoru ΔP_{Fe} slučující ztráty hysterézní a vířivými proudy. Po odečtení těchto ztrát zůstává příkon procházející přes vzduchovou mezeru P_δ , od něhož se dále odečte část energie pokrývající činné ztráty ve vinutí rotoru (Jouleovy) a zůstává nám mechanický výkon P_{mech} . Po odečtení ztrát mechanických ΔP_m (ventilační a třecí) a ztrát dodatečných ΔP_d (např. vyššími harmonickými a vířivými proudy v konstrukčních částech stroje) od mechanického výkonu, dostáváme výkon na hřídeli P_2 .



Obrázek 3: Znázornění toku výkonu v asynchronním motoru [1]

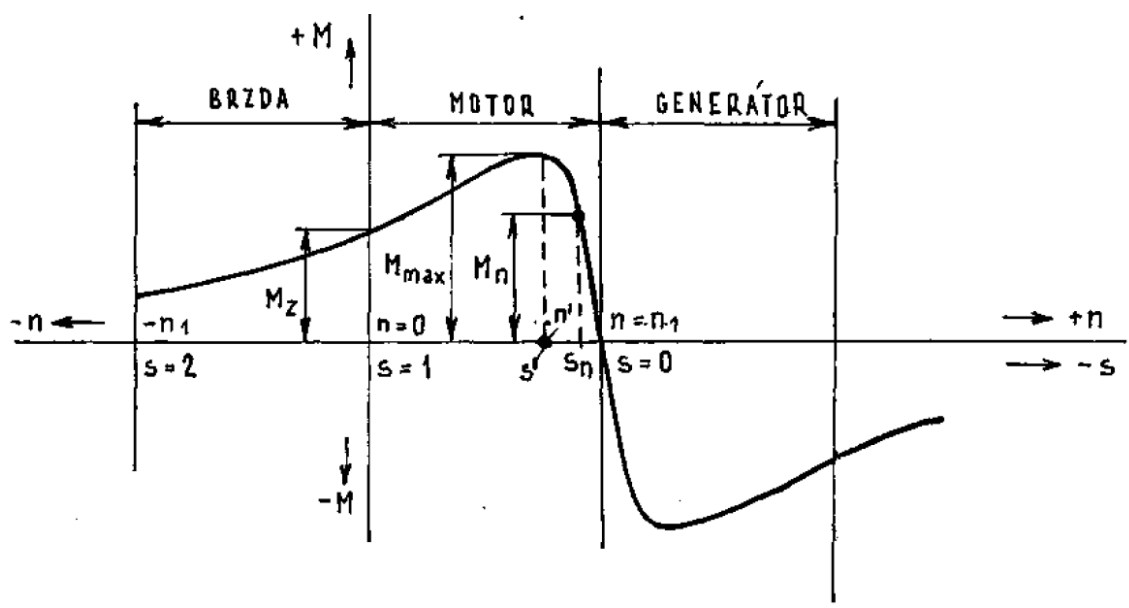
Momentovou charakteristiku, což je závislost momentu stroje na otáčkách, případně skluzu, lze rozdělit na tři pracovní oblasti:

- Brzda – otáčky motoru jsou záporné a skluz větší než 1
- Motor – otáčky jsou větší než nula, ale nedosahují synchronních otáček n_1 , přičemž skluz $s = (0; 1)$
- Generátor – otáčky jsou vyšší než synchronní ($n > n_1$) a skluz je záporný ($s < 0$)

V případě jmenovitého zatížení vytvoří motor mechanický moment M_n odpovídající otáčkám n_n , a to při skluzu s_n .

Při určitých otáčkách, v bodě zvratu se vytváří maximální moment nazývaný moment zvratu M_{max} , který dělí motorovou část momentové charakteristiky na stabilní a nestabilní část. Pokud moment zátěže překročí tuto mez, dochází k zastavení motoru. Nalevo od bodu zvratu je nestabilní část, napravo část stabilní. Jmenovitý bod motoru, ve kterém se nachází jmenovité otáčky, skluz i moment, se nachází ve stabilní části.

Moment při nulových otáčkách M_z značí tzv. záběrný moment. [1]



Obrázek 4: Momentová charakteristika asynchronního stroje [1]

3. ANALYTICKÝ VÝPOČET PARAMETRŮ ZADANÉHO MOTORU

V této části práce bude proveden analytický výpočet třífázového asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Výchozí parametry pro výpočet magnetického obvodu budou převzaty z výkresové dokumentace poskytnuté společností Siemens Mohelnice.

Pozn. Popis a vyčíslení některých detailních rozměrů (drážek apod.) nebude z důvodu utajení v předvedeném analytickém výpočtu dále rozveden.

Výpočet bude proveden podle [2] a [3], a to za použití programu MS Excel.

3.1. Výchozí parametry motoru

$$\begin{aligned}U_{1f} &= 400 \text{ V} \\n &= 1460 \text{ min}^{-1} \\P &= 15000 \text{ W} \\f_1 &= 50 \text{ Hz} \\2p &= 4 \\m_1 &= 3\end{aligned}$$

Z těchto základních parametrů, výkresové dokumentace a dalších materiálů bude výpočet motoru vycházet. Motor je zapojen do trojúhelníku, kde U_{1f} značí fázové napětí, P jmenovitý výkon při jmenovitých otáčkách n . Frekvence napájecího napětí je označena f_1 a jedná se o třífázový čtyřpólový asynchronní motor s hliníkovou klecí nakrátko.

3.2. Výpočet magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Pro výpočet hodnoty maximální magnetické indukce ve vzduchové mezeře, kterou budeme muset znát pro další postup, začneme nejprve výpočtem činitelů vinutí.

3.2.1 Činitele vinutí

Činitel vinutí statoru spočítáme podle vztahu:

$$k_{vSp} = k_{ySp} \cdot k_{rSp} = 0,9577 \quad (3)$$

K výpočtu činitele vinutí statoru musíme znát činitel zkrácení kroku k_{ySp} a činitel rozlohy k_{rSp} .

Činitel zkrácení kroku spočítáme podle vztahu:

$$k_{ySp} = \sin(y_{dS}/Q_{pS} \cdot \pi/2) = 1 \quad (4)$$

Činitel rozlohy pak podle vztahu:

$$k_{rSp} = \left[\sin\left(q_S \cdot \frac{\alpha_{krSp}}{2}\right) \right] / \left[q_S \cdot \sin\left(\frac{\alpha_{krSp}}{2}\right) \right] = 0,9577 \quad (5)$$

3.2.2 Určení amplitudy 1. harmonické ideálního magnetického toku naprázdno

Pro výpočet amplitudy 1. Harmonické ideálního magnetického toku naprázdno použijeme vztah:

$$\phi_{00M} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{1f}}{\omega_1 \cdot N_{zsf} \cdot k_{vsp}} = 0,01146 \text{ Wb} \quad (6)$$

kde U_{1f} je napětí na fázi statoru při zapojení do trojúhelníku, N_{zsf} je počet závitů jedné fáze v sérii, k_{vsp} již známý činitel vinutí statoru a ω_1 úhlová rychlost magnetického pole statoru.

Počet závitů jedné fáze v sérii určíme podle:

$$N_{zsf} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{d1} \cdot Q_1}{m_1 \cdot a_1} = 164 \quad (7)$$

Zde V_{d1} značí počet závitů v jedné drážce statoru, Q_1 počet statorových drážek, m_1 počet fází statoru a a_1 počet paralelních větví statoru.

Úhlovou rychlost magnetického pole statoru vypočteme podle vztahu:

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 = 314,16 \text{ rad/s} \quad (8)$$

kde f_1 je frekvence napájecího napětí.

3.2.3 Určení amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Dále jsme schopni spočítat amplitudu 1. harmonické ideální magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_{00M} = \frac{\pi \cdot \phi_{00M}}{2 \cdot \tau_p \cdot l_{Fe}} = 1,060 \text{ T} \quad (9)$$

kde se pólová rozteč τ_p zjistila podle vztahu:

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} = 121,3 \text{ mm} \quad (10)$$

přičemž D_δ je střední průměr vzduchové mezery daný:

$$D_\delta = D_{iS} - \delta = 154,5 \text{ mm} \quad (11)$$

kde D_{iS} označuje vnitřní průměr statoru a δ je velikost vzduchové mezery.

Člen značený l_{Fe} zastupuje délku svazku statoru.

Dalším krokem je vypočtení předběžného sycení zubů statoru B_{zS}'' , označované také jako zdánlivá indukce. Předběžné sycení zubů statoru zjistíme dle vztahu:

$$B_{zS}'' = B_{00M} \cdot \frac{\tau_{d\delta}}{b_{zS}} \cdot \frac{1}{k_{pFe}} = 1,924 \text{ T} \quad (12)$$

kde $\tau_{d\delta}$ je drážková rozteč statoru na středním průměru vzduchové mezery spočtená dle:

$$\tau_{d\delta} = \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_S} = 10,112 \text{ mm} \quad (13)$$

V této rovnici vystupuje Q_S , což je počet drážek statoru.

Střední šířka zubu statoru označovaná jako b_{zS} byla vypočtena na základě znalosti geometrických rozměrů drážky zjištěných z výkresové dokumentace podle:

$$b_{zS} = 0,5 \cdot (b_{z1S} + b_{z2S}) = 5,865 \text{ mm} \quad (14)$$

Zde vystupují rozměry odkazující se na [3], a to b_{z1S} daný:

$$b_{z1S} = \pi \cdot \frac{[D_{is} + 2 \cdot (h_{d0S} + h_{d1S})]}{Q_S} - b_{d1S} = 5,589 \text{ mm} \quad (15)$$

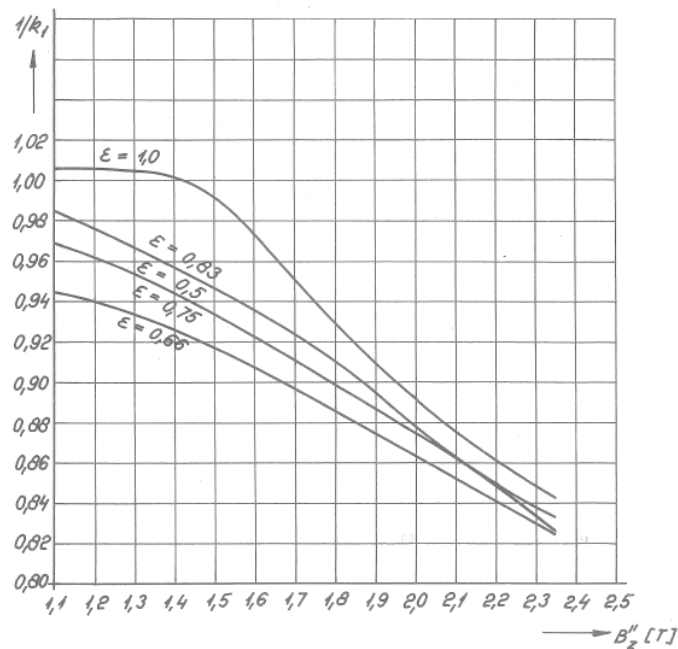
a b_{z2S} daný rovnicí:

$$b_{z2S} = \pi \cdot \frac{[D_{is} + 2 \cdot (h_{d0S} + h_{d1S} + h_{d2S})]}{Q_S} - b_{d2S} = 6,141 \text{ mm} \quad (16)$$

Posledním neznámým členem vystupujícím v rovnici pro předběžné sycení zubů statoru je k_{pFe} . Jedná se číselný koeficient plnění železa zohledňující fakt, že je statorový svazek složen z izolovaných plechů. Pro tento motor byl odhadem stanoven na $k_{pFe} = 0,95$.

Na základě znalosti předběžného sycení zubů statoru B_{zS}'' odečteme z Obr.5 Kinkelův číselný koeficient $\frac{1}{k_1}$ zohledňující deformaci pole.

Tab. 4-3 Přibližná závislost Kinkelova číselného koeficientu na zdánlivé indukčnosti v zubech



Obrázek 5: Graf pro odečtení Kinkelova číselného koeficientu [2]

V tomto kroku je tedy proveden prvotní odečet Kinkelova číselného koeficientu pro plný krok cívkový $\epsilon = 1,0$. Hodnota Kinkelova číselného koeficientu bude následně upřesněna po provedení iterační metody, kde je Kinkelův číselný koeficient postupně korigován číselným koeficientem nasycení přechodové vrstvy k_z , jak bude uvedeno dále. V této práci budou číselně uvedeny pouze hodnoty po iteraci, tzn. hodnoty konečné.

Hodnota primárního koeficientu vazby χ_1 byla zvolena na základě odečtení z tabulky ve zdroji [2], a to pro čtyřpólový stroj a sice $\chi_1 = 0,98$.

Nyní je možné přistoupit k samotnému výpočtu amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře po iteraci, a to podle rovnice:

$$B_{\delta M} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{1f} \cdot \chi_1 \cdot (1/k_1)}{\omega_1 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot N_{zsf} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} \cdot l_{Fe} \cdot k_{vSp}} = 0,917 T \quad (17)$$

3.3. Magnetická napětí na částech motoru

3.3.1 Určení magnetického napětí na vzduchové mezeře

Magnetické napětí na vzduchové mezeře zjistíme dle:

$$U_{m\delta} = \frac{B_{\delta M}}{\mu_0} \cdot \delta' = \frac{B_{\delta M}}{\mu_0} \cdot \delta \cdot k_C = 507,87 A \quad (18)$$

Zde je μ_0 permeabilita vakua, která odpovídá $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$. Dále je nutné zjistit tzv. Carterův činitel k_C zohledňující vliv drážkování.

Carterův činitel je dán součinem Carterova činitele statoru a rotoru:

$$k_C = k_{CS} \cdot k_{CR} = 1,392 \quad (19)$$

Carterův činitel pro stator k_{CS} byl určen dle:

$$k_{CS} = \frac{\tau_{d0S}}{\tau_{d0S} - \frac{b_{d0S}^2}{b_{d0S} + 5\delta}} = 1,204 \quad (20)$$

V předchozí rovnici vystupuje τ_{d0S} jako drážková rozteč statoru na vnitřním průměru statoru (na úrovni otevření drážek).

Ta je určena:

$$\tau_{d0S} = \frac{\pi \cdot D_{is}}{Q_s} = 10,145 mm \quad (21)$$

Symbol b_{d0S} v rovnici pro Carterův činitel statoru je šířka otevření statorové drážky zjištěná přímo z výkresové dokumentace motoru.

Carterův činitel pro rotor se vypočítá podle rovnice:

$$k_{CR} = \frac{\tau_{d0R}}{\tau_{d0R} - \frac{b_{d0R}^2}{b_{d0R} + 5\delta}} = 1,156 \quad (22)$$

a členy jsou obdobné jako u statoru. τ_{d0R} je drážková rozteč rotoru na vnějším průměru rotoru a určí se:

$$\tau_{d0R} = \frac{\pi \cdot D_{oR}}{Q_R} = 12,095 mm \quad (23)$$

kde D_{oR} znamená vnější průměr obrobeného rotoru a Q_R počet drážek rotoru.

Šířka otevření drážky rotoru v rovnici pro Carterův činitel rotoru je pak značena b_{d0R} .

3.3.2 Magnetické napětí na zubu statoru

Magnetické napětí U_{mzS} na zubu statoru je dáno součinem intenzity magnetického pole v zubu statoru určené z B-H křivky plechů statoru a výšky zubu statoru.

$$U_{mzS} = H_{zSM} \cdot h_{zS} = 100,0 A \quad (24)$$

Výšku zubu statoru h_{zS} zjistíme pomocí rozměrů ve výkresové dokumentaci dle:

$$h_{zS} \approx h_{d0S} + h_{d1S} + h_{d2S} + \frac{b_{d2S}}{2} = 23,95 \text{ mm} \quad (25)$$

Pro odečtení intenzity magnetického pole v zubech statoru je třeba nejprve určit magnetickou indukci v zubech statoru, a to podle vztahu:

$$B_{zSM} = B_{00M} \cdot \left(\frac{1}{k_1}\right) \cdot \frac{\tau_{d\delta}}{b_{zS}} \cdot \frac{1}{k_{pFe}} = 1,698 \text{ T} \quad (26)$$

Intenzita magnetického pole pro plechy použité v motoru vychází z hodnot daných tabulkou výrobce. B-H křivka byla rozdělena do 3 oblastí podle velikosti magnetické indukce. Každá oblast byla proložena odpovídající spojnicí trendu s příslušnou rovnicí regrese. V závislosti na hodnotě indukce byla tedy pro výpočet intenzity magnetického pole použita jedna ze tří rovnic. Tento postup je uplatněn při výpočtu magnetických napětí na všech částech motoru kromě magnetického napětí na vzduchové mezeře.

3.3.3 Magnetické napětí na zubu rotoru

Magnetické napětí na zubu rotoru U_{mZR} je dáno součinem výšky zubu rotoru a intenzity magnetického pole v zubu rotoru.

$$U_{mZR} = H_{zRM} \cdot h_{zR} = 226,5 \text{ A} \quad (27)$$

Maximální hodnota magnetické indukce v zubu rotoru B_{zRM} se určí podle:

$$B_{zRM} = B_{00M} \cdot \left(\frac{1}{k_1}\right) \cdot \chi_1 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R \cdot b_{zR}} \cdot \frac{1}{k_{pFe}} = 1,795 \text{ T} \quad (28)$$

Střední šířka zubu rotoru b_{zR} je pro speciální tvar rotorové drážky použité v motoru přibližně vypočtena zjednodušením na pomyslný obdélník: Od obsahu mezikružní oblasti se zuby rotoru je odečten celkový obsah všech drážek rotoru. Rozdíl je podělen počtem drážek rotoru. Nakonec je získaný obsah hledaného obdélníku je podělen výškou zubu rotoru.

Výška zubu rotoru se stanoví na základě:

$$h_{zR} \approx h_{d0R} + \frac{b_{d1R}}{2} + h_{d2R} + \frac{b_{d2R}}{2} = 27,95 \text{ mm} \quad (29)$$

3.3.4 Magnetické napětí jha statoru

Při určování velikosti magnetického napětí na jhu statoru U_{mJS} je vhodné si jho rozdělit do více oblastí (zde do tří), neboť magnetická indukce mezi póly není konstantní.

Toto rozdělení respektuje následující rovnice:

$$U_{mJS} = H_{JS01} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{\pi \cdot D_{JS}}{2p} + H_{JS02} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{\pi \cdot D_{JS}}{2p} = 255,7 \text{ A} \quad (30)$$

kde D_{JS} značí střední průměr jha statoru a je dán:

$$D_{JS} = \frac{D_{oS} + D_{zS}}{2} = 125 \text{ mm} \quad (31)$$

Zde D_{oS} je vnější průměr plechu statoru a D_{zS} je průměr patní kružnice zubů statoru daný rovnicí respektující rozměry zadané ve výkresové dokumentaci:

$$D_{zS} = D_{iS} + 2 \cdot \left(h_{d0S} + h_{d1S} + h_{d2S} + \frac{b_{d2S}}{2} \right) = 202,9 \text{ mm} \quad (32)$$

Rozdělení jha v rovnici pro U_{mjs} na tři stejně velké oblasti zohledňuje intenzitu magnetického pole v prostřední oblasti H_{jS01} , která je vyšší a intenzitu ve dvou krajních oblastech H_{jS02} , která je stejná a nižší než ve střední oblasti.

Při předpokladu sinusového rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je možné maximální hodnotu magnetické indukce ve jhu statoru zjistit pomocí vztahu:

$$B_{jSM} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_{\delta}}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot h_{jS} \cdot k_{pFe}} = 1,830 \text{ T} \quad (33)$$

kde h_{jS} značí výšku jha statoru.

Tuto výšku vypočteme pomocí rovnice:

$$h_{jS} = \frac{D_{oS} - D_{zS}}{2} = 23,55 \text{ mm} \quad (34)$$

Jak již bylo uvedeno ve vztahu pro magnetické napětí na jhu statoru, je nutné pro jeho výpočet znát dílčí intenzity magnetického pole v příslušných oblastech jha, respektive střední hodnotu magnetické indukce v prostřední oblasti B_{jS01} :

$$B_{jS01} = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} (B_{jSM} \cdot \sin \theta) \cdot d\theta = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} = 1,748 \text{ T} \quad (35)$$

a střední hodnotu magnetické indukce v obou krajních oblastech jha značenou B_{jS02} :

$$B_{jS02} = \frac{3}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} (B_{jSM} \cdot \sin \theta) \cdot d\theta = \frac{3}{2\pi} \cdot B_{jSM} = 0,874 \text{ T} \quad (36)$$

Pro hodnoty těchto indukci probíhá dopočítání příslušné intenzity magnetického pole. Postup tohoto dopočítání byl již předveden v kapitole pro určení magnetického napětí na zubech statoru.

3.3.5 Magnetické napětí na jhu rotoru

Výpočet probíhá obdobným způsobem jako v předchozí kapitole pro jho statoru.

Opět proběhne rozdělení na tři stejně velké oblasti a magnetického napětí na jhu rotoru je pak dáno vztahem:

$$U_{mjR} = H_{jR01} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{\pi \cdot D_{jR}}{2p} + H_{jR02} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{\pi \cdot D_{jR}}{2p} = 6,99 \text{ A} \quad (37)$$

Zde D_{jR} značí střední průměr jha rotoru a ten se zjistí:

$$D_{jR} = \frac{(D_{zR} + D'_{iR})}{2} = 62,3 \text{ mm} \quad (38)$$

D_{zR} je průměr patní kružnice zubů rotoru daný:

$$D_{zR} = D_{oR} - 2 \cdot \left(h_{d0R} + \frac{b_{d1R}}{2} + h_{d2R} + \frac{b_{d2R}}{2} \right) = 98,1 \text{ mm} \quad (39)$$

a D'_{iR} je vnitřní průměr plechu rotoru po korekci dle hřídele.

Tento průměr se zjistí z rovnice:

$$D'_{iR} = D_{iR} \cdot (1 - k_{hFeR}) = 26,5 \text{ mm} \quad (40)$$

kde k_{hFeR} představuje koeficient zahrnutí feromagnetické hřídele do výšky jha rotoru a je zvolen $k_{hFeR} = 0,5$.

D_{iR} je pak vnitřní průměr plechu rotoru.

Jako další musí být opět určeny intenzity magnetického pole v jednotlivých oblastech jha rotoru, respektive střední hodnoty magnetických indukcí v těchto oblastech.

Aby byl tento úkon možný, přichází na řadu výpočet maximální hodnoty indukce ve jhu rotoru za předpokladu sinusového rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_{jRM} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \chi_1 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot h_{jR} \cdot k_{pFe}} = 1,180 \text{ T} \quad (41)$$

Zde h_{jR} představuje výšku jha rotoru a ta se zjistí z:

$$h_{jR} = \frac{D_{zR} - D'_{iR}}{2} = 35,8 \text{ mm} \quad (42)$$

Následně střední hodnota magnetické indukce ve střední oblasti jha rotoru B_{jR01} odpovídá rovnici:

$$B_{jR01} = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jRM} = 1,127 \text{ T} \quad (43)$$

a střední hodnota magnetické indukce v krajních oblastech jha rotoru podléhá rovnici:

$$B_{jR02} = \frac{3}{2\pi} \cdot B_{jRM} = 0,563 \text{ T} \quad (44)$$

Výpočty, respektive odečtení příslušných intenzit magnetického pole opět probíhá stejným způsobem jako u předchozích částí motoru.

3.3.6 Zpřesnění Kinkelova činitele deformace pole

V této podkapitole se probíhá konečná etapa iterační části výpočtu.

Podle vztahu:

$$k_z = \frac{U_{m\delta} + U_{mzS} + U_{mzR}}{U_{m\delta}} = 1,643 \quad (45)$$

je zjištěn činitel nasycení přechodové vrstvy k_z .

Tento koeficient je následně využit pro zpřesnění Kinkelova činitele deformace pole $\frac{1}{k_1}$,

a to pomocí rovnice:

$$\frac{1}{k_1} = b_{k10} + b_{k11} \cdot k_z + b_{k12} \cdot k_z^2 + b_{k13} \cdot k_z^3 + b_{k14} \cdot k_z^4 = 0,88 \quad (46)$$

kde jsou koeficienty b_{k10} až b_{k14} převzaty z Tab. 1, převzaté ze zdroje [2].

Tabulka 1: Koeficienty pro výpočet Kinkelova činitele [2]

b_{k10}	1,5516
b_{k11}	-0,8769
b_{k12}	0,4024
b_{k13}	-0,08067
b_{k14}	0,0059

3.3.7 Celkové magnetické napětí na dva póly

Celkové magnetické napětí na dva póly je dáno součtem jednotlivých složek podél uzavřené siločáry a je dáno vztahem:

$$U_{m2p} = 2 \cdot (U_{m\delta} + U_{mzS} + U_{mzR}) + U_{mjS} + U_{mjR} = 1931,4 \text{ A} \quad (47)$$

3.4. Magnetizační proud a magnetizační reaktance

3.4.1 Určení magnetizačního proudu

Aby byl pokryt úbytek magnetického napětí v magnetickém obvodu U_{m2p} , musí být velikost efektivní hodnoty fázového magnetizačního proudu rovna:

$$I_{\mu} = \frac{U_{m2p}}{\frac{3}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{N_{zsf}}{p} \cdot k_{vSp}} = 9,106 \text{ A} \quad (48)$$

3.4.2 Výpočet magnetizační reaktance

Magnetizační reaktanci X_{μ} lze vypočítat přímo z geometrických rozměrů stroje zjištěním indučnosti podle rovnice:

$$L_{\mu} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{m_1}{\delta''} \cdot D_{\delta} \cdot l_{Fe} \cdot \left(\frac{N_{zsf}}{p}\right)^2 \cdot \left(\frac{p \cdot k_{vSp}}{p}\right)^2 = 0,121 \text{ H} \quad (49)$$

kde δ'' představuje fiktivní délku vzduchové mezery, která se zjistí tímto způsobem:

$$\delta'' = \delta' \cdot \frac{U_{m2p}}{2 \cdot U_{m\delta}} = k_C \cdot \delta \cdot \frac{U_{m2p}}{2 \cdot U_{m\delta}} = 1,323 \text{ mm} \quad (50)$$

Magnetizační reaktance X_{μ} je poté rovna:

$$X_{\mu} = 2\pi \cdot f_1 \cdot L_{\mu} = 37,998 \Omega \quad (51)$$

3.5. Výpočet ztrát v železe

Při výpočtu ztrát v železe budeme vycházet z předpokladu ztrát pouze na statoru, jelikož frekvence rotorového proudu je podstatně menší, než frekvence statorového proudu.

Ztráty v železe statoru se dále rozdělí na ztráty v zubech a jhu.

Po určení ztrát v železe statoru bude možné dopočítat odpor R_{Fe} reprezentující v náhradním schématu právě ztráty v železe.

3.5.1 Ztráty v zubech statoru

Při určování ztrát v zubech statoru se bude vycházet ze vztahu:

$$\Delta P_{FezS} = \Delta p_{FezS}(f_1, B_{zSM}) \cdot m_{zS} \cdot k_{\Delta p_{FezS}} = 87,54 \text{ W} \quad (52)$$

Tento vztah využívá znalosti měrných ztrát v železe $\Delta p_{FezS}(f, B_M)$, které jsou deklarované výrobcem materiálu (plechů) v závislosti na magnetické indukci pro určitou frekvenci. Dalším nutným předpokladem je znalost hmotnosti zkoumané části a také činitele $k_{\Delta p_{FezS}}$, který v sobě zahrnuje vliv opracování plechů. Tímto opracováním se myslí například fakt, že v oblasti stříhu dochází k mechanickému namáhání a změně vlastností materiálu. Podobně mohou výsledné ztráty ovlivnit nahodile vzniklá elektrická spojení břity jinak izolovaných plechů.

Konkrétně jsou tedy ztráty v zubech statoru součinem hmotnosti zubů statoru, činitele zahrnující vliv opracování plechů pro zuby statoru a měrných ztrát v zubech statoru $\Delta p_{FezS}(f_1, B_{zSM})$ vypočítaných pomocí dosazení magnetické indukce v zubech statoru pro danou frekvenci do rovnice regrese popisující charakteristiku měrných ztrát odpovídající hodnotám deklarovaným v tabulce od výrobce plechů.

Hmotnost zubů statoru je zjištěna ze znalosti objemu materiálu a jeho hustoty dle rovnice:

$$m_{zS} = V_{FezS} \cdot \rho_{Fe} = 6,35 \text{ kg} \quad (53)$$

Činitel pro opracování plechů je podle Tab. 2 zvolen $k_{\Delta p_{FezS}} = 1,75$.

Tabulka 2: Činitele vyjadřující vliv opracování plechů [2]

Činitele vyjadřující vliv opracování plechů	
$k_{\Delta p_{FezS}}$ [-]	1,5 až 2
$k_{\Delta p_{FejS}}$ [-]	1,3 až 1,8

3.5.2 Ztráty ve jhu statoru

Výpočet ztrát ve jhu statoru probíhá obdobným způsobem, jak bylo vysvětleno v předchozí podkapitole pro zuby statoru a odpovídá vztahu:

$$\Delta P_{FejS} = \Delta p_{FejS}(f_1, B_{jSM}) \cdot m_{jS} \cdot k_{\Delta p_{FejS}} = 277,51 \text{ W} \quad (54)$$

Stejným postupem tedy zjistíme nejprve měrné ztráty pro jho statoru $\Delta p_{FejS}(f_1, B_{zSM})$. Dále přichází na řadu výpočet hmotnosti jha statoru daný:

$$m_{jS} = V_{FejS} \cdot \rho_{Fe} = 19,24 \text{ kg} \quad (55)$$

a následuje opět volba činitele pro opracování plechů podle [2], tentokrát pro jho statoru, přičemž $k_{\Delta p_{FejS}} = 1,55$.

3.5.3 Ztráty v železe statoru

Jak bylo již zmíněno, ztráty v železe statoru se dělí na ztráty v zubech a jhu. Konkrétní velikost ztrát v železe daných pouze ztrátami v železe statoru je rovna:

$$\Delta P_{FeS} = \Delta P_{FezS} + \Delta P_{FejS} = 365,05 \text{ W} \quad (56)$$

3.5.4 Výpočet odporu R_{Fe}

Při výpočtu odporu R_{Fe} , který jak již bylo zmíněno, reprezentuje v náhradním schématu ztráty v železe, je nyní využito právě zjištěných ztrát ΔP_{FeS} v rovnici:

$$R_{Fe} = \frac{(U_{1f} \cdot \chi_1)^2}{\frac{\Delta P_{FeS}}{3}} = 1262,8 \Omega \quad (57)$$

3.6. Výpočet činných odporů vinutí

Dalšími prvky, které budou vystupovat v náhradním schématu pro třífázový asynchronní motor jsou činné odpory vinutí statoru a rotoru, které tvoří část podélné větve primární a sekundární strany.

3.6.1 Činný odpor vinutí fáze statoru

Činný odpor vinutí fáze statoru R_1 se určí podle vzorce:

$$R_{Sf\vartheta} = R_1 = \frac{1}{a_1 \cdot a_{d1}} \cdot \frac{1}{\sigma_{CuS\vartheta}} \cdot \frac{l_{Sf}}{S_{VS}} = 0,924 \Omega \quad (58)$$

kde a_1 je počet paralelních větví statoru, a_{d1} je počet drátů tvořící vodič, l_{Sf} představuje celkovou délku všech závitů jedné fáze v sérii a S_{VS} značí průřez mědi jednoho vodiče.

Z toho l_{Sf} zjistíme podle:

$$l_{Sf} = 2 \cdot N_{zSf} \cdot l_{SV} = 2 \cdot N_{zSf} \cdot (l_{FeS} + l_{SC}) = 102627 \text{ mm} \quad (59)$$

Zde l_{FeS} reprezentuje délku statorového svazku a l_{SC} délku čela statorového vinutí danou vztahem:

$$l_{SC} = k_{lc1} \cdot t_{y1} = 172,89 \text{ mm} \quad (60)$$

kde k_{lc1} je činitel prodloužení čela vinutí, přičemž pro čtyřpól je z tabulky ve zdroji [2] roven $k_{lc1} = 1,5$. Druhý člen vzorce pro délku čela vinutí značený t_{y1} má význam rozteče cívky a je dána:

$$t_{y1} = \frac{\pi}{Q_1} \cdot D_1 \cdot y_{1C} = 115,26 \text{ mm} \quad (61)$$

Z toho Q_1 je počet statorových drážek, D_1 roztečný průměr cívky ve středu drážky a y_{1C} nese význam mechanického kroku cívky počtu drážek.

Ve vzorci pro činný odpor vinutí fáze statoru vystupuje ještě již zmíněný průřez mědi jednoho vodiče značený S_{VS} , který bude určen podle:

$$S_{VS} = \frac{\pi}{8} \cdot (d_1^2 + d_2^2) = 0,6725 \text{ mm}^2 \quad (62)$$

Vodič je složen ze dvou drátů o různých průměrech a proto se předchozí rovnici vyskytují průměry drátů d_1 a d_2 .

Poslední neznámou je měrná elektrická vodivost (konduktivita) měděného vodiče při teplotě ϑ_{CuS} , kterou podle měření motoru volíme $\vartheta_{CuS} = 110,6 \text{ } ^\circ\text{C}$. Měrná elektrická vodivost je pak:

$$\sigma_{CuS\vartheta} = \frac{\sigma_{CuS20}}{\left(1 + \frac{\vartheta_{CuS} - 20^\circ\text{C}}{234,5 + 20^\circ\text{C}}\right)} = 41,298 \text{ MS/m} \quad (63)$$

Zde v čitateli vystupuje měrná elektrická vodivost měděného vodiče při $20 \text{ } ^\circ\text{C}$ a je zvolena na $\sigma_{CuS20} = 56 \text{ MS/m}$.

3.6.2 Činný odpor fáze rotoru

Jelikož je rotorové vinutí tvořeno klecí, která je složena z jednotlivých tyčí a kruhů, které je spojují, bude pro určení odporu jedné fáze rotoru nejprve nutné zjistit odpory těchto dílčích částí.

Jako první přijde na řadu určení odporu rotorové tyče podle:

$$R_{tR} = \frac{1}{\sigma_{AIR\vartheta}} \cdot \frac{l_{tR}}{S_{tR}} = 5,920 \cdot 10^{-5} \text{ } \Omega \quad (64)$$

kde l_{tR} představuje délku rotorové tyče, $\sigma_{AIR\vartheta}$ měrnou elektrickou vodivost hliníku při teplotě ϑ_{AIR} a S_{tR} značí průřez tyče rotoru.

Délku rotorové tyče l_{tR} zjistíme podle vztahu:

$$l_{tR} = l_{FeR} + 2 \cdot \Delta l_{tR} = 138,6 \text{ mm} \quad (65)$$

kde l_{FeR} značí délku rotorového svazku a Δl_{tR} přesah tyče rotoru vzhledem ke svazku rotoru, který je $\Delta l_{tR} = 0 \text{ mm}$

Hodnotu měrné elektrické vodivosti hliníku pro teplotu ϑ_{AIR} získáme ze:

$$\sigma_{AIR\vartheta} = \frac{\sigma_{AIR20}}{\left(1 + \frac{\vartheta_{AIR} - 20^\circ\text{C}}{244 + 20^\circ\text{C}}\right)} = 24,828 \text{ MS/m} \quad (66)$$

Z toho měrná elektrická vodivost hliníku pro teplotu $\vartheta = 20 \text{ } ^\circ\text{C}$ značená σ_{AIR20} byla po konzultaci s odborným pracovníkem společnosti Siemens zvolena na $\sigma_{AIR20} = 30 \text{ MS/m}$.

Teplotu hliníku v rotoru volíme $\vartheta_{AIR} = 75 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Druhým hledaným dílčím odporem v části rotorového vinutí je činný odpor spojovacího kruhu, který se určí podle rovnice:

$$R_{CR} = \frac{1}{\sigma_{AIR\vartheta}} \cdot \frac{l_{CR}}{S_{CR}} = 3,236 \cdot 10^{-5} \text{ } \Omega \quad (67)$$

Z toho se měrná elektrická vodivost hliníku při dané teplotě $\sigma_{AIR\vartheta}$ volí stejná jako u tyčí rotoru.

Dále se určí délka kruhu na středním průměru kruhu nakrátko l_{CR} podle:

$$l_{CR} = \pi \cdot D_{CR} = 378,562 \text{ mm} \quad (68)$$

kde D_{CR} představuje střední průměr kruhu nakrátko.

Posledním členem je průřez spojovacího kruhu S_{CR} určený z výkresové dokumentace.

Zbývá určit činný odpor fáze rotoru, který bude roven:

$$R_2 = R_{tR} + 2 \cdot R_{CR} \cdot \frac{Q_R}{(2 \cdot \pi \cdot p)^2} = 7,560 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (69)$$

kde Q_R určuje počet rotorových drážek, respektive tyčí rotoru.

Pro použití v náhradním schématu bude ještě nutné činný odpor fáze rotoru přepočíst na stator podle:

$$R'_2 = R_2 \cdot p_z = 0,559 \Omega \quad (70)$$

Pro účel přepočítání na stator je činný odpor fáze rotoru vynásoben impedančním převodem p_z , který se stanoví:

$$p_z = \frac{m_2 \cdot a^2_2}{m_1 \cdot a^2_1} \cdot \left(\frac{N_{vdS} \cdot Q_S \cdot k_{vSp}}{N_{vdR} \cdot Q_R \cdot k_{vRp}} \right)^2 = 7400,03 \quad (71)$$

Zde vystupuje několik dosud neznámých veličin. Prvním je m_2 značící počet fází rotoru. Počet fází rotoru se u asynchronního motoru s klecovým vinutím nakrátko na rotoru uvažuje stejný jako počet tyčí klece, a tedy $m_2 = 40$.

Následuje počet paralelních větví vinutí rotoru $a_2 = 1$, činitel vinutí rotoru $k_{vRp} = 1$, počet vodičů drážce statou $N_{vdS} = 41$ a nakonec počet vodičů v drážce rotoru N_{vdR} , který musí být $N_{vdR} = 1$.

3.7. Rozptylové reaktance

Pro doplnění náhradního schématu motoru bude nutné v této části zjistit celkovou rozptylovou reaktanci statoru $X_{\sigma S}$ a celkovou roptylovou reaktanci rotoru přepočtenou na stator $X'_{\sigma R}$.

3.7.1 Celková rozptylová reaktance statoru

Rozptylová reaktance statoru zahrnuje tři základní složky, a to:

- rozptylovou reaktanci prostoru čel X_C , která se rovnoměrně rozděluje mezi stator a rotor, tedy X_{SC} značí rozptylovou reaktanci prostoru čel pro stator,
- drážkovou reaktanci X_{Sd} ,
- reaktanci diferenčního rozptylu $X_{\delta S}$,
- přídatnou reaktanci vzniklou vlivem zešikmení drážek $X_{\delta Q}$.

Vzorec pro výpočet rozptylové reaktance statoru potom vypadá následovně:

$$X_{\sigma S} = X_{\sigma 1} = X_{SC} + X_{Sd} + X_{\delta S} + X_{\delta Q} = 1,659 \Omega \quad (72)$$

V následujících podkapitolách bude předveden postup, jakým byly jednotlivé složky celkové rozptylové reaktance statoru zjištěny.

3.7.2 Rozptylová reaktance prostoru čel pro stator

Rozptylová reaktance prostoru čel se vypočítá podle rovnice:

$$X_C = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N^2_{zsf} \cdot 2 \cdot l_{SC}}{p} \cdot \lambda_{jC} = 0,551 \Omega \quad (73)$$

kde je doposud neznámou veličinou jednotková magnetická vodivost prostoru čel λ_{jC} , která je závislá na druhu vinutí. V tomto případě budeme uvažovat její střední hodnotu a sice $\lambda_{jC} = 0,3$.

Jak už bylo předesláno, obvykle bývá prováděno rovnoměrné rozdělení X_C na stator a rotor. V tom případě lze rozptylovou reaktanci prostoru čel pro stator vyjádřit:

$$X_{SC} = X'_{RC} = \frac{1}{2} \cdot X_C = 0,275 \Omega \quad (74)$$

3.7.3 Drážková reaktance statoru

Drážková reaktance statoru vychází z rovnice:

$$X_{Sd} = 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{zsf}^2 \cdot l_{FeS}}{p \cdot q_s} \cdot \lambda_{jSd} = 0,632 \Omega \quad (75)$$

Z toho q_s značí počet drážek statoru na pól a fázi a λ_{jSd} jednotkovou magnetickou vodivost statorové drážky.

Jednotkovou magnetickou vodivost statorové drážky lze získat výpočtem podle rovnice:

$$\lambda_{jSd} = \lambda_{jSdCu} \cdot k_{\lambda_{jSdCu}} + \lambda_{jSdZ} \cdot k_{\lambda_{jSdZ}} = 1,6998 \quad (76)$$

kde λ_{jSdZ} značí jednotkovou vodivost závěru drážky, která je dána součtem jednotkové vodivosti můstku (krčku) drážky a jednotkové vodivosti klínového prostoru:

$$\lambda_{jSdZ} = \lambda_{jSdZ0} + \lambda_{jSdZ1} = 0,3355 \quad (77)$$

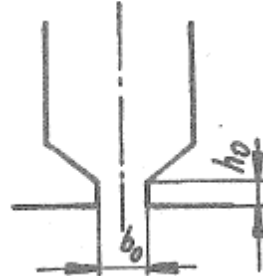
Jednotkovou vodivost můstku drážky lze pro daný tvar drážky vypočítat podle rovnice:

$$\lambda_{jSdZ0} \cong 1,3 \cdot \frac{h_{d0S}}{b_{d0S}} = 0,335 \quad (78)$$

Je totiž splněna podmínka $h_{d0S}/b_{d0S} < 1$, požadovaná v literatuře [2].

Zde h_{d0S} (h_0) a b_{d0S} (b_0) jsou příslušné rozměry drážky na Obr.6.

Pozn. V závorkách odpovídající označení na Obr.6.



Obrázek 6: Obrázek k jednotkové vodivosti můstku drážky [2]

Jednotkovou vodivost klínového prostoru závěru λ_{jSdZ1} lze pro případ řešené drážky zanedbat.

Korekční činitele pro část drážky s vodiči $k_{\lambda_{jSdCu}}$ a pro část drážky bez vodičů $k_{\lambda_{jSdZ}}$ lze uvažovat rovny 1, neboť jde v našem případě o jednovrstvé vinutí.

Pro výpočet jednotkové magnetické vodivosti statorové drážky zbývá zjistit jednotkovou vodivost prostoru s vodiči λ_{jSdCu} . Tu lze pro daný typ drážky vypočítat dle vztahu:

$$\lambda_{jSdCu} = \frac{h}{3 \cdot b_1} \cdot k_{tr} = 1,364 \quad (79)$$

Kde má k_{tr} význam korekčního činitele, pro který platí:

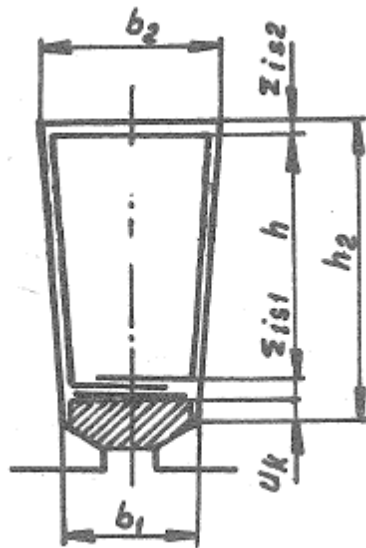
$$k_{tr} = \frac{3}{n^2} \cdot \frac{b_1}{b_2} \cdot \left[\frac{m}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot m^2 - m + \ln(m+1)}{m^3} \right] = 0,987 \quad (80)$$

Zde m odpovídá vztahu:

$$m = \frac{b_1}{b_2} - 1 = -0,299$$

a n je dáno:

$$n = \frac{b_1}{b_2} + 1 = 1,701 \quad (81)$$



Obrázek 7: K určení vodivosti prostoru zaplněného vodičem pro "L" drážku [2]

3.7.4 Reaktance diferenčního rozptylu

Reaktance diferenčního rozptylu se vypočítá pomocí rovnice:

$$X_{\delta S} = k_{\sigma \delta S} \cdot X_{\mu} \cdot \frac{U_{m2p}}{2 \cdot U_{m\delta}} = 0,643 \Omega \quad (82)$$

kde $k_{\sigma \delta S}$ představuje činitel diferenčního rozptylu, který závisí na typu vinutí a určuje se obvykle z tabulek. Podle tabulky ve zdroji [2] vychází činitel diferenčního rozptylu $k_{\sigma \delta S} = 0,88965 \%$.

3.7.5 Přídavná reaktance vlivem zešíkmení drážek

Vlivem zešíkmení drážek rotoru se zmenšuje vzájemná indukčnost statorového vinutí proti rotoru. To má za následek zdánlivé zvětšení rozptylu v podobě přídavné reaktance vlivem zešíkmení drážek značené $X_{\delta Q}$. Velikost této reaktance se zjistí pomocí rovnice:

$$X_{\delta Q} = T_{Q1\%} \cdot X_{\mu} = T_{Q2\%} \cdot X_{\mu} = 0,109 \Omega \quad (83)$$

kde $T_{Q_1\%}$ značí činitel diferenčního rozptylu vlivem zešikmení drážek a je stejný pro stator i rotor.

$$T_{Q_1\%} = T_{Q_2\%} = \frac{41,25}{(Q_{1p})^2} \cdot \beta_1^2 = 0,286 \% \quad (84)$$

Zde β_1 činitel zešikmení a pro případ natočení o jednu rotorovou drážku je roven $\beta_1 = 1$.

Q_{1p} představuje pólovou rozteč v počtu drážek.

3.7.6 Celková rozptylová reaktance rotoru

Celková rozptylová reaktance rotoru se určí součtem rozptylové reaktance prostoru čel pro rotor X_{RC} , drážkové reaktance rotoru X_{Rd} , reaktancí diferenčního rozptylu pro rotor $X_{\delta R}$ a přídavné reaktance vlivem zešikmení drážek $X_{\delta Q}$. Proto:

$$X_{\sigma R} = X_{\sigma 2} = X_{RC} + X_{Rd} + X_{\delta R} + X_{\delta Q} = 0,698 \Omega \quad (85)$$

3.7.7 Rozptylová reaktance prostoru čel pro rotor

Rozptylová reaktance prostoru čel je stejná jako u statoru (a je již přepočtená na rotor) a sice:

$$X_{RC} = X'_{RC} = X_{SC} = 0,275 \Omega \quad (86)$$

3.7.8 Drážková reaktance rotoru

Drážková reaktance rotoru je popsána vztahem:

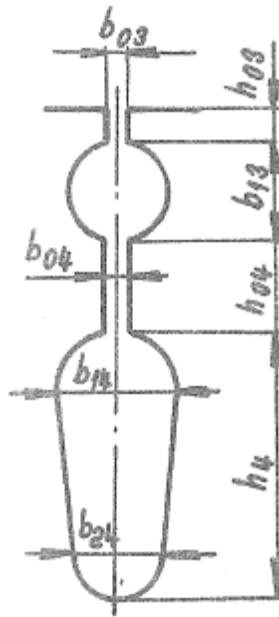
$$X_{Rd} = \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{l_{FeR}}{p \cdot q_R} \cdot \lambda_{jRd} = 2,5664 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (87)$$

kde q_R je počet drážek na pól a fázi rotoru daný:

$$q_R = \frac{Q_R}{2p \cdot m_2} = 0,25 \quad (88)$$

kde λ_{jRd} znamená jednotkovou magnetickou vodivost rotorové drážky, která se dělí na několik složek:

$$\lambda_{jRd} = \lambda_{z3} + \lambda_{z4} + \lambda_{30} + \lambda_{3*} + \lambda_{34} + \lambda_{dč} = 4,690 \quad (89)$$



Obrázek 8: Obrázek k výpočtu jednotkové magnetické vodivosti rotorové drážky [2]

Výpočet jednotlivých složek je proveden tímto způsobem:

$$\lambda_{z3} = 1,3 \cdot \frac{h_{03}}{b_{03}} = 0,152 \quad (90)$$

$$\lambda_{z4} = \frac{h_{04}}{b_{04}} = 0,5 \quad (91)$$

$$\lambda_{30} = \frac{2,3}{0,696 + \frac{b_{03}}{b_{13}}} - 0,68 = 1,270 \quad (92)$$

$$\lambda_{3*} = 0,066 \cdot \frac{b_{03}}{b_{13}} + 0,47 = 0,502 \quad (93)$$

$$\lambda_{34} = \frac{0,58}{0,36 + \frac{b_{03}}{b_{13}}} - 0,02 = 0,667 \quad (94)$$

A $\lambda_{d\check{c}} = 1,6$ z křivky k určení vodivosti rotorové drážky Tab 5-7 v literatuře [2].

3.7.9 Reaktance diferenčního rozptylu pro rotor

Reaktance diferenčního rozptylu se stanoví vynásobením magnetizační reaktance X_{μ} činitelem diferenčního rozptylu rotoru $k_{\sigma\delta R}$ jako:

$$X_{\delta R} = k_{\sigma\delta R} \cdot X_{\mu} = 0,313 \quad (95)$$

Hodnotu činitele diferečního rozptylu rotoru $k_{\sigma\delta R}$ lze odečíst z tabulek nebo ho přibližně stanovit pomocí rovnice:

$$k_{\sigma\delta R} \approx \frac{82,5}{Q_{pR}^2} = 0,00825 \quad (96)$$

Počet drážek rotoru na počet pólů Q_{pR} je definován poměrem:

$$Q_{pR} = \frac{Q_R}{2p} = 10 \quad (97)$$

3.7.10 Celková rozptylová reaktance rotoru přepočtená na stator

Pro náhradní schéma třífázového asynchronního motoru se celková rozptylová reaktance rotoru musí přepočítat na stator. Přepočítává se pouze část zastupující drážkovou reaktanci rotoru X_{Rd} .

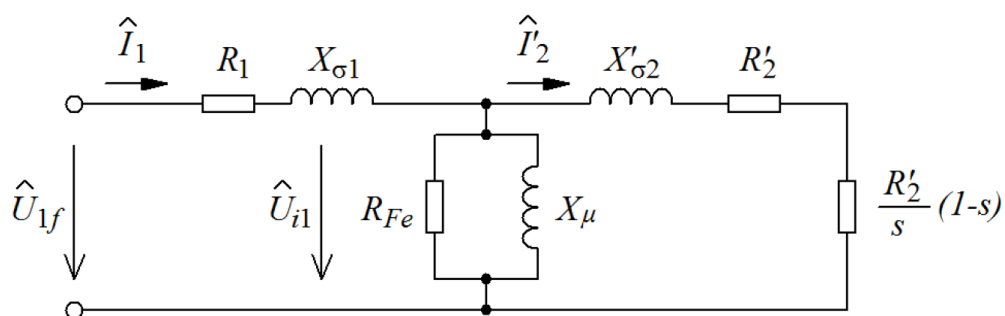
$$X'_{\sigma R} = X_{RC} + X'_{Rd} + X_{\delta R} + X_{\delta Q} = 2,597 \Omega \quad (98)$$

Přepočet drážkové reaktance rotoru se provede vynásobením již známým impedančním převodem p_z .

$$X'_{Rd} = X_{Rd} \cdot p_z = 1,899 \Omega \quad (99)$$

3.8. Výpočet jmenovitých parametrů motoru

Výpočet jmenovitých parametrů motoru vychází z náhradního schématu asynchronního motoru. Jelikož se výsledky jednotlivých metod zkoumání motoru budou srovnávat při konstantním výkonu, budou jmenovité otáčky motoru v analytickém výpočtu přizpůsobeny tak, aby se výkon dostatečně přibližoval $P = 15000 \text{ W}$.



Obrázek 9: Náhradní schéma třífázového asynchronního motoru [3]

Pozn. $X_{\sigma 1} = X_{\sigma S}$ a $X'_{\sigma 2} = X'_{\sigma R}$.

Výsledné parametry náhradního schématu získané z předchozích výpočtů, které odpovídají parametrům náhradního schématu jsou v Tab. 3:

Tabulka 3: Parametry náhradního schématu

R_1 [Ω]	0,923
$X_{\sigma S}$ [Ω]	1,659
R_{Fe} [Ω]	1262,8
X_{μ} [Ω]	37,998
$X'_{\sigma R}$ [Ω]	2,597
R'_2 [Ω]	0,560

Jmenovité otáčky motoru byly tedy zvoleny na $n_{zvol} = 1467,9 \text{ min}^{-1}$, při kterých výkon vycházel přibližně jako zadaný jmenovitý.

Při těchto otáčkách je skluz roven:

$$s = \frac{n_s - n_{zvol}}{n_s} = \frac{1500 - 1467,9}{1500} = 0,0214 \quad (100)$$

Pro určení proudu \hat{I}_1 bude nutné zjistit celkovou impedanci jedné fáze, čehož je dosaženo postupným zjednodušováním.

Impedance rotoru přepočítaná na stator \widehat{Z}'_2 bude pak:

$$\widehat{Z}'_2 = \left(R'_2 + \frac{R'_2}{s} \cdot (1 - s) + X'_{\sigma R} \right) = (26,139 + j2,597) \Omega \quad (101)$$

Impedance příčné větve \widehat{Z}_{10} bude paralelní kombinací odporu reprezentující ztráty v železe R_{Fe} a magnetizační reaktance X_{μ} .

$$\widehat{Z}_{10} = \frac{R_{Fe} \cdot jX_{\mu}}{R_{Fe} + jX_{\mu}} = (1,142 + j37,963) \Omega \quad (102)$$

Impedance statoru \widehat{Z}_1 je tvořena sériovou kombinací odporu vinutí R_1 a rozptylovou reaktancí statoru $X_{\sigma S}$.

$$\widehat{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma S} = (0,924 + j1,659) \Omega \quad (103)$$

Celková impedance jedné fáze motoru \widehat{Z}_f bude dána paralelní kombinací impedance rotoru přepočtené na stator \widehat{Z}'_2 a impedance příčné větve \widehat{Z}_{10} , ke které bude následně připočtena impedance statoru \widehat{Z}_1 .

$$\widehat{Z}_f = \widehat{Z}_1 + \frac{\widehat{Z}'_2 \cdot \widehat{Z}_{10}}{\widehat{Z}'_2 + \widehat{Z}_{10}} = (17,034 + j14,189) \Omega \quad (104)$$

Díky znalosti celkové impedance jedné fáze může být zjištěn fázový proud statoru \hat{I}_1 .

$$\hat{I}_1 = \frac{\widehat{U}_{1f}}{\widehat{Z}_f} = (13,863 - j11,548) A \quad (105)$$

$$|\hat{I}_1| = 18,0426 A$$

Při zapojení motoru do trojúhelníku je pak velikost odebíraného síťového proudu I_s rovna:

$$I_s = |\widehat{I}_1| \cdot \sqrt{3} = 31,251 \text{ A} \quad (106)$$

Aby bylo možné zjistit hodnotu rotorového proudu, je potřeba nejprve zjistit napětí \widehat{U}_{l1} na příčné větvi, tedy indukované napětí.

$$\widehat{U}_{l1} = \widehat{U}_{1f} - \widehat{Z}_1 \cdot \widehat{I}_1 = (368,039 - j12,327) \text{ V} \quad (107)$$

Proud rotoru přepočítaný na stator \widehat{I}'_2 se pak vypočte jako poměr indukovaného napětí a impedance rotoru přepočtené na stator \widehat{Z}'_2 .

$$\widehat{I}'_2 = \frac{\widehat{U}_{l1}}{\widehat{Z}'_2} = (13,896 - j1,852) \text{ A} \quad (108)$$

Podle Kirchhoffova zákona je následně možné dopočítat proud naprázdno jako rozdíl fázového proudu statoru a rotoru:

$$\widehat{I}_0 = \widehat{I}_1 - \widehat{I}'_2 = (-0,033 - j9,696) \text{ A} \quad (109)$$

Síťový proud naprázdno při zapojení do trojúhelníka:

$$I_{S0} = |\widehat{I}_0| \cdot \sqrt{3} = 16,793 \text{ A} \quad (110)$$

Magnetizační proud byl zjištěn v předchozích kapitolách.

Velikost mechanického výkonu bude stanovena podle následující rovnice:

$$P_{mech} = m_1 \cdot |\widehat{I}'_2|^2 \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot (1 - s) = 15081,5 \text{ W} \quad (111)$$

Výkon na hřídeli P_2 bude získán odečtením ventilačních a třecích ztrát:

$$P_2 = P_{mech} - \Delta P_v - \Delta P_t = 15001,5 \text{ W} \quad (112)$$

Jmenovitý moment motoru je určen jako podíl výkonu na hřídeli a úhlové rychlosti rotoru ω .

$$M = \frac{P_2}{\omega} = 97,591 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (113)$$

Úhlová rychlost rotoru pro výpočet momentu byla určena ze zvolených jmenovitých otáček n_{zvol} jako:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_{zvol}}{60} = 153,72 \text{ rad/s} \quad (114)$$

Jouleovy ztráty ve vinutí statoru jsou určeny:

$$\Delta P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot |\widehat{I}_1|^2 = 902,2 \text{ W} \quad (115)$$

Jouleovy ztráty ve vinutí rotoru jsou určeny:

$$\Delta P_{j2} = m_1 \cdot R'_2 \cdot |\widehat{I}'_2|^2 = 329,8 \text{ W} \quad (116)$$

Přídavné ztráty určeny z normy ČSN 60034-2-1 jako:

$$\Delta P_d = 0,0188 \cdot P_1 = 319 \text{ W} \quad (117)$$

Příkon stroje se určí jako součet výkonu na hřídeli a všech ztrát:

$$P_1 = P_2 + \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_v + \Delta P_t + \Delta P_d = 16997,6 \text{ W} \quad (118)$$

Určení účinníku je provedeno podle rovnice:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{m_1 \cdot U_{1f} \cdot |\widehat{I}_1|} = 0,785 \quad (119)$$

Účinnost celého motoru při jmenovitém zatížení je dána:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 = 88,26 \% \quad (120)$$

4. SIMULACE V PROSTŘEDÍ RMXPRT

ANSYS RMXprt je program, který je schopen provádět výpočty parametrů a simulaci točivých strojů. Výhodou tohoto programu je možnost snadného převedení modelu stroje do programu ANSYS Maxwell.

RMXprt využívá k výpočtu a simulaci strojů klasický analytický přístup. K vytváření modelu jsou připraveny šablony pro doplnění parametrů. Je vhodný k získání prvotních odhadů rozměrů stroje, případně k vybrání nejvhodnějšího řešení z hlediska parametrizace. [5]

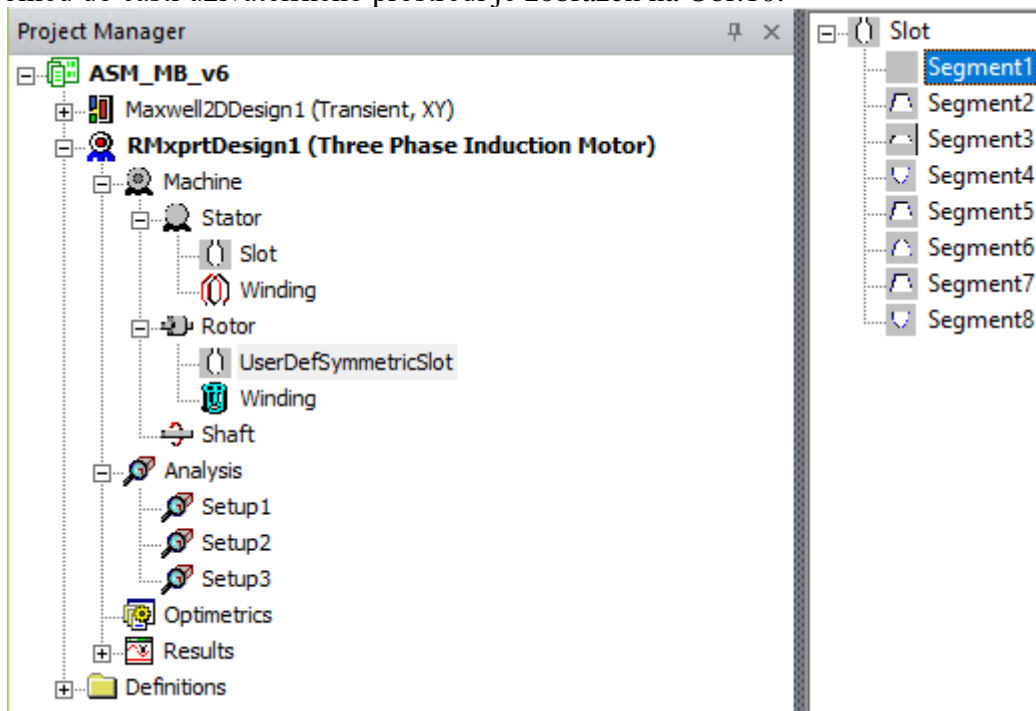
Při tvorbě modelu v programu RMXprt jsou postupně vyplněny základní údaje týkající se typu motoru, a to: typ stroje, počet pólů, přídavné ztráty, ztráty třením, ztráty ventilační a jmenovité otáčky.

V dalších krocích proběhne nadefinování rozměrů a parametrů statoru. Součástí tohoto kroku bylo definování rozměrů drážky přesně podle výkresů k motoru a také nastavení vlastností plechů dle katalogu výrobce. Nesmí chybět také zapojení vinutí.

Obdobný postup je aplikován i při modelování rotoru, kde bylo však kvůli speciálnímu tvaru rotorových drážek nutné rozdělit drážku na více segmentů.

Modul RMXprt umožňuje také nastavit, zda bude hřídel uvažována z magnetického materiálu, přičemž byla tato možnost zvolena.

Pohled do části uživatelského prostředí je zobrazen na Obr.10:



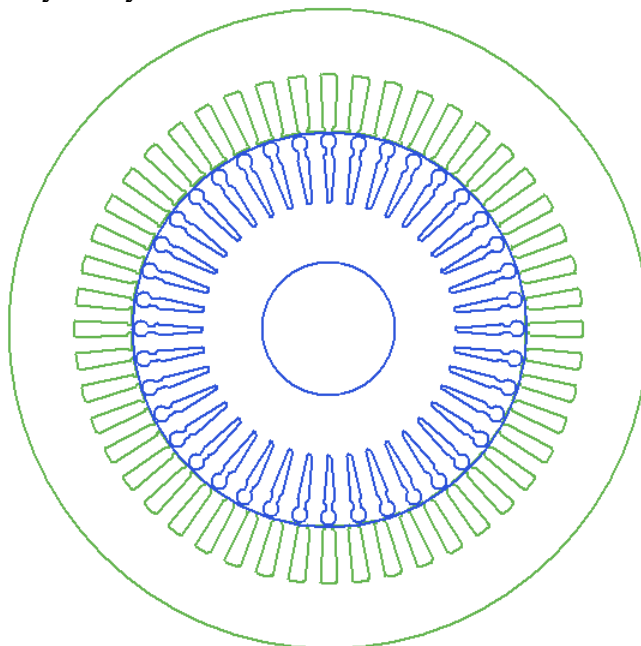
Obrázek 10: Prostředí programu RMXprt - uživatelské definování drážky

Po dokončení modelu stroje je třeba provést nastavení analýzy (Analysis), která má proběhnout. Bylo nastaveno zatížení konstantním výkonem. Dále jmenovitý výkon, napětí, otáčky a také provozní teplota. V další části nastavení analýzy zbývá doplnit zapojení “Delta” (do trojúhelníka) a také frekvenci napájecího napětí.

Properties			
Name	Value	Unit	Evaluated Value
Name	Setup3		
Enabled	<input checked="" type="checkbox"/>		
Operation ...	Motor		
Load Type	Const Power		
Rated Out...	15000	W	15000W
Rated Volt...	400	V	400V
Rated Spe...	1460	rpm	1460rpm
Operating ...	90	cel	90cel

Obrázek 11: RMXprt - nastavení analýzy motoru

Zde je na Obr.12 výsledný model motoru v celku.



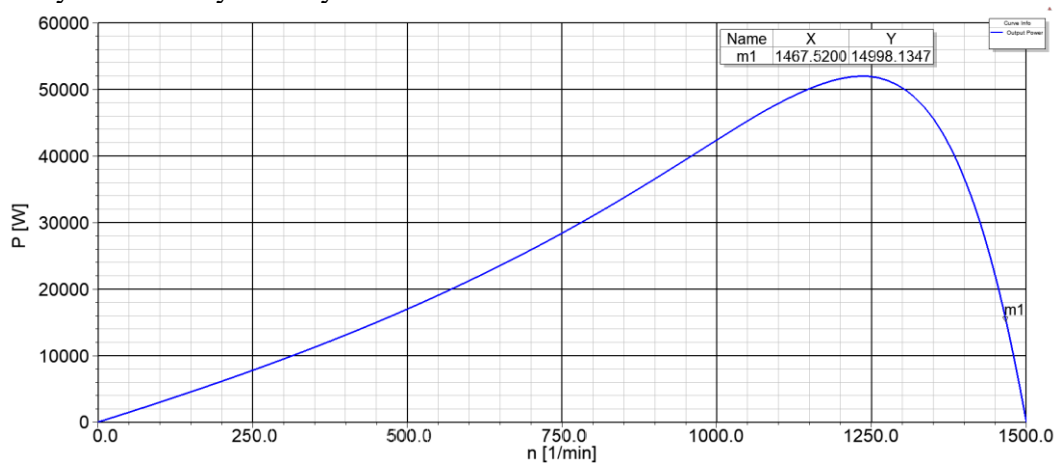
Obrázek 12: Výsledný model motoru v prostředí RMXprt

Poté, co je simulace dokončena je možné vyhledat parametry motoru při jmenovitém zatížení. Část této tabulky (Design-Sheet) je zobrazena na Obr.13:

RATED-LOAD OPERATION	
Stator Resistance R1 (ohm):	0.868013
Stator Resistance at 20C (ohm):	0.681057
Stator Leakage Reactance X1 (ohm):	1.52757
Slot Leakage Reactance Xs1 (ohm):	0.644197
End Leakage Reactance Xe1 (ohm):	0.666504
Harmonic Leakage Reactance Xd1 (ohm):	0.216867
Rotor Resistance R2 (ohm):	0.58558
Rotor Leakage Reactance X2 (ohm):	1.81979
Resistance Corresponding to	
Iron-Core Loss Rfe (ohm):	1112.52
Magnetizing Reactance Xm (ohm):	45.5986
Stator Phase Current (A):	16.7818
Current Corresponding to	
Iron-Core Loss (A):	0.335822
Magnetizing Current (A):	8.19345
Rotor Phase Current (A):	13.7834
Copper Loss of Stator Winding (W):	733.369
Copper Loss of Rotor Winding (W):	333.748
Iron-Core Loss (W):	376.4
Frictional and Windage Loss (W):	80.8275
Stray Loss (W):	150
Total Loss (W):	1674.34
Input Power (kW):	16.6737
Output Power (kW):	14.9994
Mechanical Shaft Torque (N.m):	97.6024
Efficiency (%):	89.9582
Power Factor:	0.820521
Rated Slip:	0.0216523
Rated Shaft Speed (rpm):	1467.52

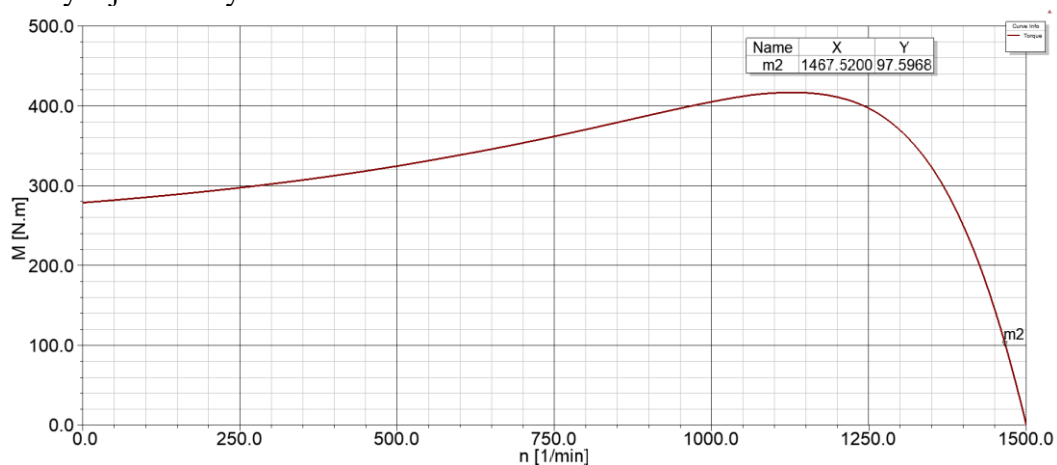
Obrázek 13: Výřez dat z Design-Sheet pro jmenovitý chod

Na Obr.14 je zobrazena závislost výkonu na otáčkách motoru s nově určeným jmenovitým bodem vyznačeným markerem.



Obrázek 14: Závislost výkonu na otáčkách motoru

Graf na Obr.15 nabízí pohled na momentovou charakteristiku motoru, a to opět s vyznačeným jmenovitým bodem.

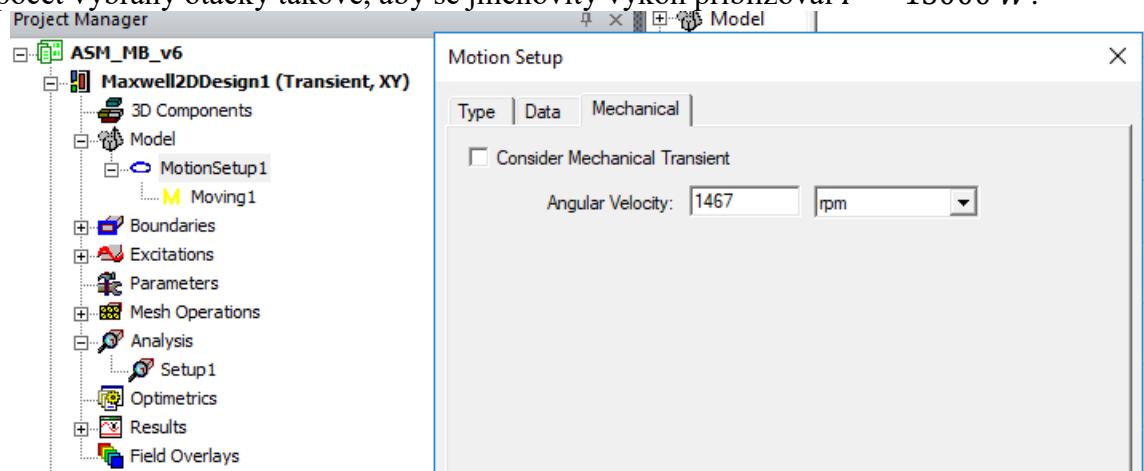


Obrázek 15: Momentová charakteristika motoru

5. SIMULACE V MAXWELL 2D

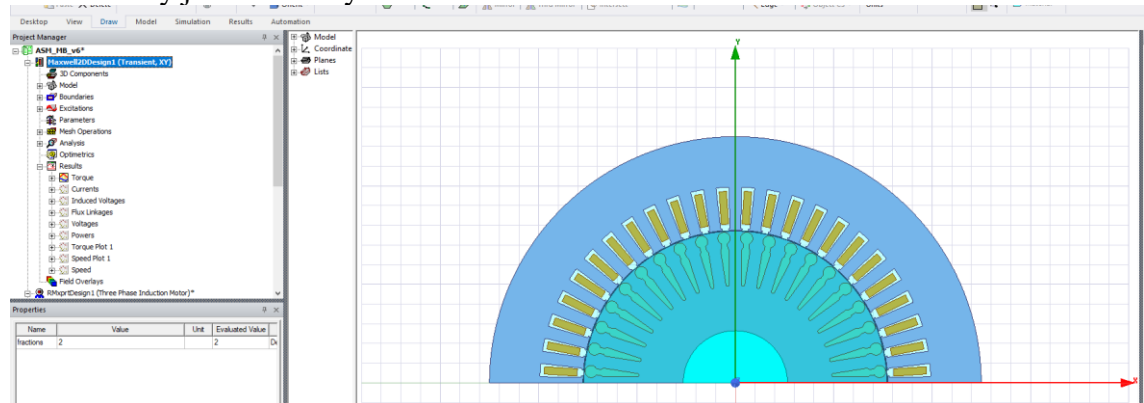
Po dokončení zkoumání modelu motoru v prostředí RMXprt, byl model převeden do modulu Maxwell2D, který umožňuje simulaci metodou konečných prvků. Zde je potřeba převedený model upravit, respektive provést odpovídající nastavení pro simulaci.

Jedním z kroků nastavení simulace je nastavení pohybu. Zde byly pro konečný výpočet vybrány otáčky takové, aby se jmenovitý výkon přibližoval $P = 15000 \text{ W}$.



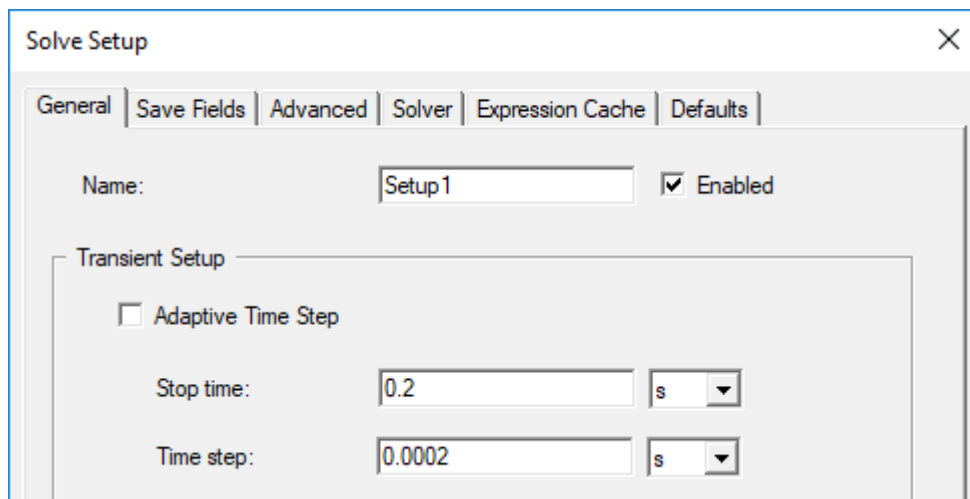
Obrázek 16: Maxwell 2D - Nastavení pohybu

Na Obrázku č. 17 níže je zobrazena půlka stroje použitá pro simulaci v prostředí ANSYS Maxwell 2D. Bude simulováno připojení stroje rozběhnutého na jmenovité otáčky k síti. Není tedy sledován rozběh motoru, ale pouze děj po připojení na síť a hledané hodnoty jsou odečteny z ustálené oblasti.



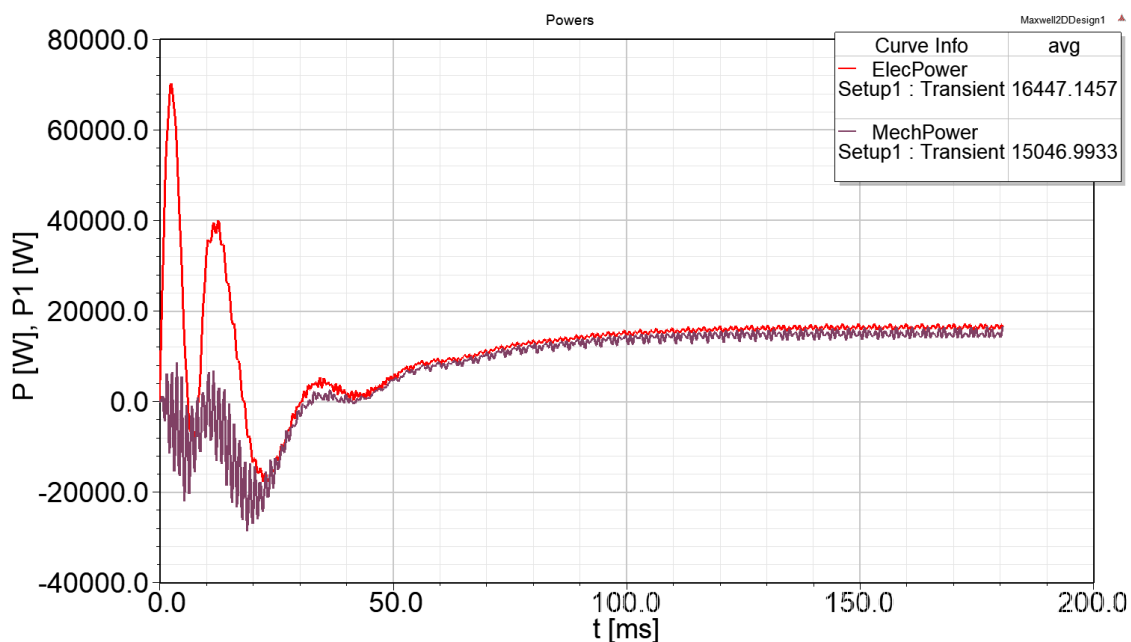
Obrázek 17: Maxwell 2D

Musí být nastavena taky délka simulace a časový krok, jak je ukázáno na Obr.18:



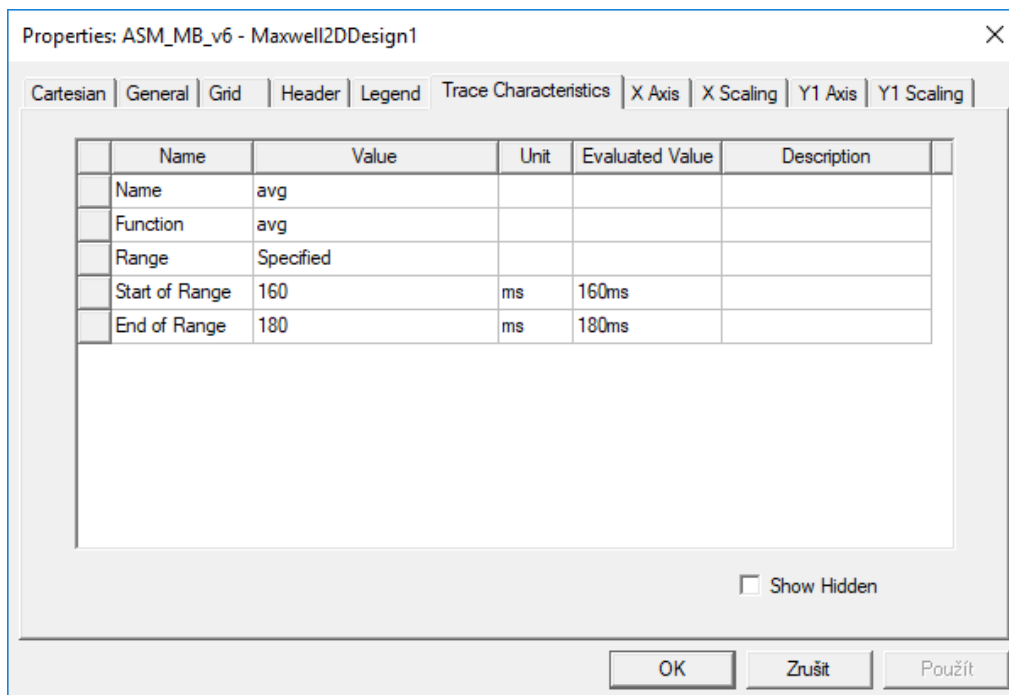
Obrázek 18: Maxwell 2D - nastavení simulace

Ze získaných průběhů budou pak pomocí funkce “Trace Characteristics” odečteny hledané hodnoty v intervalu 160 až 180 ms, kdy bude průběh tedy považován již za ustálený.



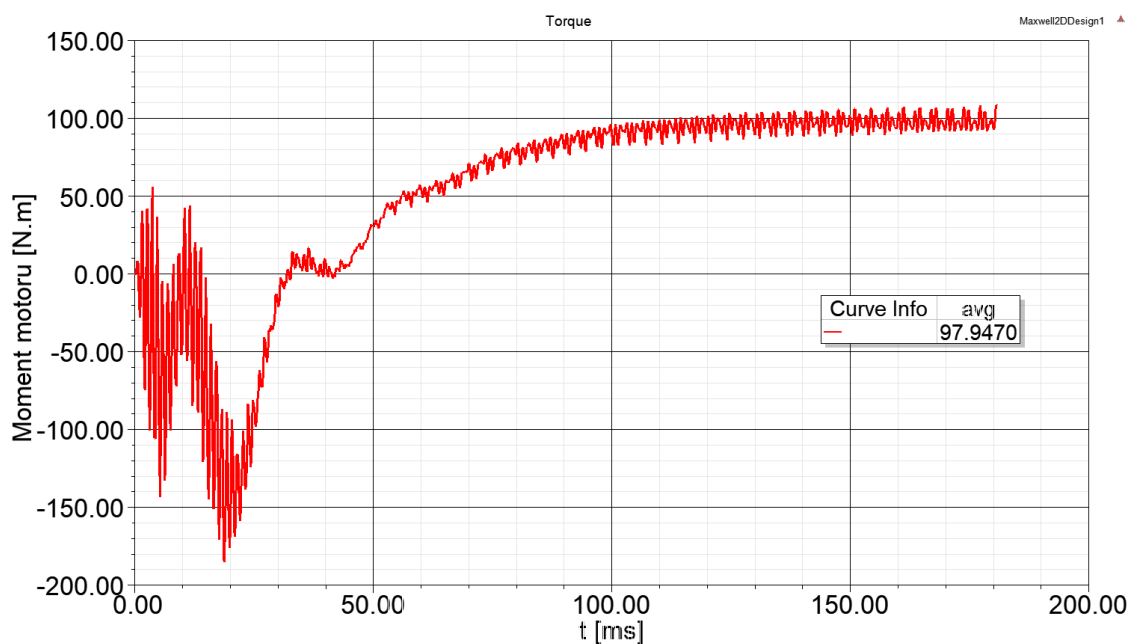
Obrázek 19: Výkon a příkon stroje po připojení na síť

Jak již bylo zmíněno, hledané hodnoty výkonu a příkonu stroje byly z průběhů zjištěny za pomoci funkce Trace Characteristics. Nastavení sledovaného intervalu je předvedeno na Obr.20:



Obrázek 20: Nastavení intervalu pro výpočet hledaných hodnot

Na Obr.21 lze vidět průběh momentu motoru v závislosti na čase po připojení k síti.



Obrázek 21: Ustabilování momentu motoru po připojení k síti

6. POROVNÁNÍ ANALYTICKÉHO VÝPOČTU SE SIMULACÍ V RMXprt, MAXWELL 2D A MĚŘENÍM

V této kapitole bude provedeno srovnání výsledku analýzy motoru podle jednotlivých metod. Hlavní sledované parametry stroje se nachází v Tab.5.

V Tab. 4 jsou na úvod pro srovnání uvedeny parametry náhradního schématu motoru z Tab. 3, získané analytickým výpočtem, které jsou doplněny o hodnoty vyňaté z Design-Sheet pro simulaci v RMXprt Obr.13.

Hodnoty odporu statorového vinutí se liší pravděpodobně z důvodu odlišného zadání teploty v RMXprt, případně odlišností v oblastech čel vinutí apod.

U dalších parametrů se vyskytují také odchylky, zejména pak u rozptylových reaktancí rotoru přepočtených na stator, kde rozdíl činí téměř 30%. U rozptylových reaktancí rotoru je rozdíl pochopitelný, neboť výpočet jednotkových vodivostí pro jednotlivé části rotorové drážky je v analytickém výpočtu komplikovaný a použité vztahy odpovídají realitě jen s omezenou přesností.

V případě magnetizační reaktance je odchylka asi 17%. Důvodem mohou být některá zjednodušení v analytickém výpočtu, která mají vliv na velikost magnetických napětí na jednotlivých částech motoru, pomocí nichž se zjišťuje fiktivní délka vzduchové mezery vystupující právě ve vzorci pro výpočet magnetizační reaktance.

Tabulka 4: Parametry náhradního schématu: Analyt. výpočet vs RMXprt

	Analytický výpočet	RMXprt model
R_1 [Ω]	0,923	0,868
$X_{\sigma S}$ [Ω]	1,659	1,528
R_{fe} [Ω]	1262,8	1112,5
X_{μ} [Ω]	37,998	45,599
$X'_{\sigma R}$ [Ω]	2,597	1,820
R'_2 [Ω]	0,560	0,586

Jak lze pozorovat v Tab. 5, bylo dosaženo poměrně srovnatelných výsledků s měřeními na motoru, které lze považovat za nejvíce vypovídající, a to i přesto, že pro přibližně stejný výkon na hřídeli docházelo k určitému posunu jmenovitých otáček.

Pokud by byl srovnáván moment motoru zjištěný analytickým výpočtem při otáčkách u měření, dochází zhruba k 20% odchylce. Podobně tomu je i u statorového proudu.

Proud naprázdno je v případě výpočtů vyšší než u RMxprt simulace. Důvodem by měla být velikost magnetizační reaktance, která je o zhruba 16% nižší, než bylo vypočteno programem RMxprt na Obr. 13. Rozdíl proudů naprázdno činí pak cca 12%.

Vyšší hodnota Jouleových ztrát ve vinutí statoru získaná výpočtem v porovnání s měřením je způsobena vyšším vypočteným proudem pro srovnatelný výkon na hřídeli. Hodnota odporu vinutí fáze statoru při 20°C vypočtená analytickým výpočtem v MS Excel je téměř totožná s hodnotou naměřenou, rozdíl je v řádu tisícin.

Na samotný posun jmenovitých otáček pro srovnatelný výkon má velký vliv velikost odporu rotoru přepočteného na stator. Velikost tohoto odporu zásadně ovlivňuje hodnota vodivosti hliníku při dané teplotě. Přesné stanovení hodnoty vodivosti materiálu (hliník) tyčí a spojovacích kruhů rotoru pro 20°C je problematické, a stejně tak odhad teploty těchto částí při provozu motoru, podle které dochází k přepočítání vodivosti.

Tabulka 5: Porovnání výsledků získaných jednotlivými metodami

Veličina	Jednotka	Analytický výpočet	RMxprt simulace	Maxwell 2D simulace	Měření IEC
U_{1f}	V	400,00	400,00	400,00	400,02
P_2	W	15001,6	14999,4	15047,0	14955,5
n	min^{-1}	1467,9	1467,52	1467,0	1458,7
M	N.m	97,59	97,60	97,95	97,90
I_s	A	31,25	29,07	28,64	29,95
$\cos\varphi$	-	0,785	0,821	0,829	0,814
P_1	W	16997,6	16673,7	16447,1	16899,2
η	%	88,26	89,96	91,49	88,89
ΔP_{Fe}	W	365,0	376,4	-	403,1
ΔP_{j1}	W	902,18	733,4	-	827,3
ΔP_{j2}	W	329,8	333,7	-	431,6
ΔP_{mech}	W	80,0	80,8	-	79,2
ΔP_d	W	319,6	150	-	136,4
I_{0S}	A	16,79	14,70	-	15,08

7. OPTIMALIZACE MAGNETICKÉHO OBVODU MOTORU

V rámci této kapitoly bude provedena optimalizace magnetického obvodu motoru za účelem dosažení optimálních vlastností, zejména z pohledu účinnosti, a to pro napájecí frekvence 110, 143 a 198 Hz. Výchozí motor je motor zkoumaný v předchozích kapitolách s upraveným vinutím a změnou v délce vzduchové mezery.

Požadovaný výkon tohoto motoru je $P = 18,5 \text{ kW}$. Při tomto výkonu má být motor provozován na již zmíněných napájecích frekvencích 110, 143 a 198 Hz. Mechanické ztráty motoru jsou převzaty z měření naprázdno, poskytnuté firmou Siemens Mohelnice, na motoru podobných parametrů.

Na úvod kapitoly bude nejprve pro zadané hodnoty posouzena přesnost výpočtů analytickou metodou a RMxprt ve srovnání s naměřenými hodnotami z protokolu pro 1. harmonickou sledovaných veličin.

V další části bude následovat zkoumání změn účinnosti motoru pro výchozí plechy M800-65A v závislosti na délce magnetického obvodu a počtu závitů v drážce. K tomuto účelu bude využit modul Optimetrics v prostředí RMxprt. Data k plechům byla poskytnuta firmou Siemens Mohelnice.

Stejný postup bude předveden i při uvažování kvalitnějších plechů M530-50A a M330-50A. Data k těmto plechům byla získána ze zdroje [6].

7.1. Posouzení přesnosti analyt. výpočtu a RMxprt

Tabulka 6: Srovnání parametrů pro výchozí podobu motoru při 110 Hz

f	110 Hz	$l_{Fe} = 140 \text{ mm} \quad N = 25$		
		Měření Siemens - protokol	Analytický výpočet - Excel	RMxprt
U	V	337,49	337,49	337,49
P ₂	W	18517	18504	18499
n	min ⁻¹	3261,9	3267,2	3266,2
M	N.m	54,2	54,1	54,1
I	A	41,07	41,26	40,2
cosφ	-	0,85	0,87	0,87
P ₁	W	20451	20892	20807
η	%	90,54	88,57	88,91
ΔP _{Fe}	W	neznámo	698,0	651,4
ΔP _{j1}	W	neznámo	438,8	396,5
ΔP _{j2}	W	neznámo	192,5	198,7
ΔP _{mech}	W	671,2	671,2	673,5
ΔP _d	W	neznámo	386,6	387,6
I ₀	A	neznámo	16,21	15,24

Hodnoty zkoumaných veličin v Tab. 6. Pro 110 Hz jsou srovnatelné. U hodnoty účinnosti pro 1. harmonickou vychází účinnost z měření o 1,5-2% vyšší, než u analytického výpočtu a simulaci v programu RMxprt.

Tabulka 7: Srovnání parametrů pro výchozí podobu motoru při 143 Hz

f	143 Hz	$l_{Fe} = 140 \text{ mm} \quad N = 25$		
		Měření Siemens - protokol	Analytický výpočet - Excel	RMxprt
U	V	378,6	378,6	378,6
P ₂	W	18513	18508	18490
n	min ⁻¹	4249,6	4255,7	4254,7
M	N.m	41,6	41,5	41,5
I	A	36,55	37,0	36,1
cosφ	-	0,87	0,87	0,88
P ₁	W	20804	21226	21164
η	%	88,99	87,19	87,37
ΔP _{Fe}	W	neznámo	792,5	773,4
ΔP _{j1}	W	neznámo	353,7	321,3
ΔP _{j2}	W	neznámo	157,4	162,0
ΔP _{mech}	W	1022	1022	1024
ΔP _d	W	neznámo	392,7	392,6
I ₀	A	neznámo	13,7	13,3

Hodnoty v Tab. 7. na frekvenci 143 Hz pro jednotlivé přístupy zkoumání jsou také srovnatelné. Rozdíl se objevuje opět u hodnot účinnosti. Účinnost z měření je zhruba o 1,6 % až 1,8% vyšší.

Nejlépe si odpovídají hodnoty účinnosti v Tab. 8. převzaté z protokolu k měření, analytického výpočtu a RMxprt na frekvenci 198 Hz. Jak lze vidět, rozdíly v účinnosti zde nepřevyšují 0,3%.

Tabulka 8: Srovnání parametrů pro výchozí podobu motoru při 198 Hz

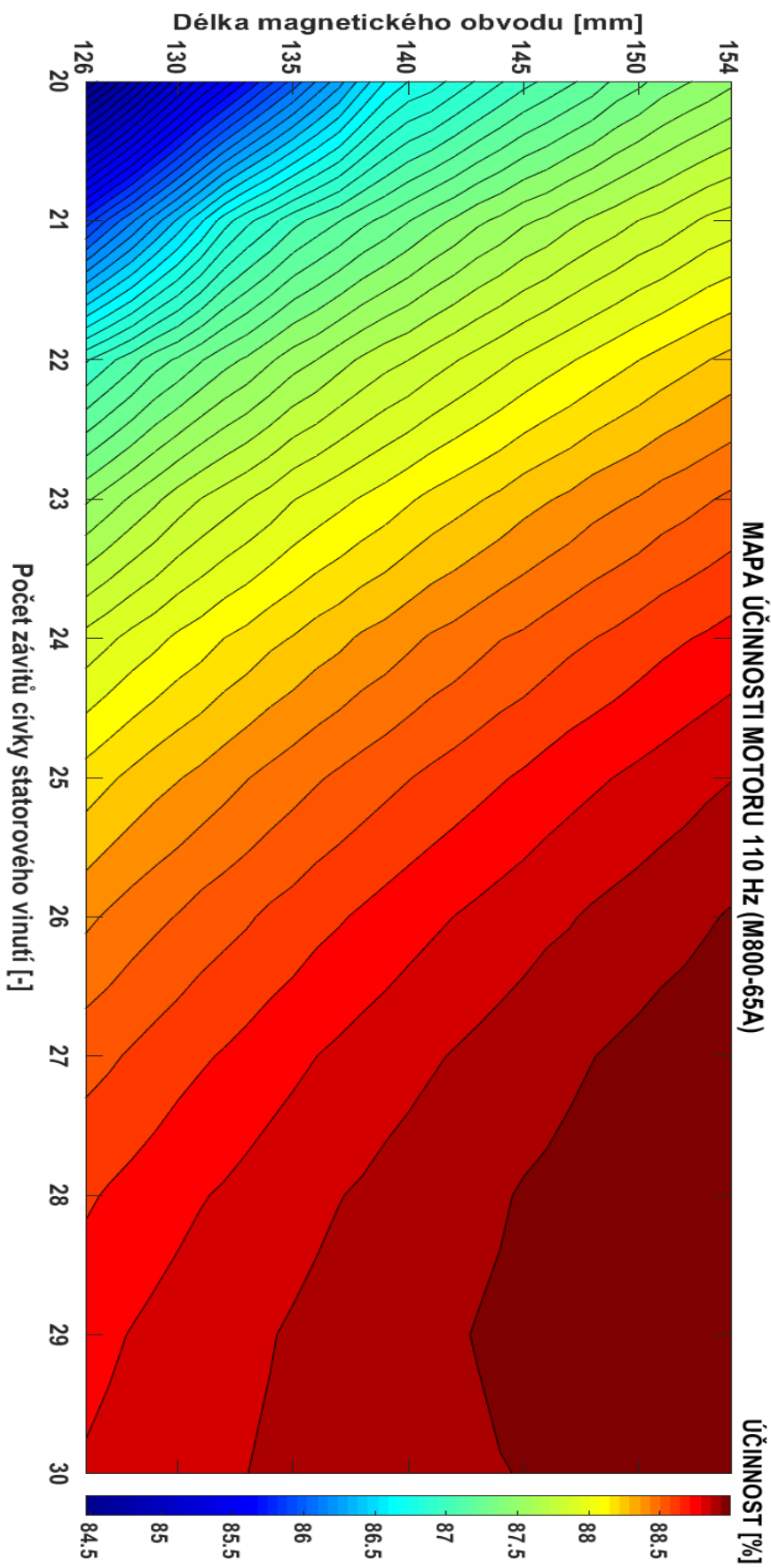
f	198 Hz	$l_{Fe} = 140 \text{ mm} \quad N = 25$		
		Měření Siemens - protokol	Analytický výpočet - Excel	RMxpert
U	V	374,64	374,64	374,64
P ₂	W	18464	18513	18508
n	min ⁻¹	5874,8	5886,8	5886,0
M	N.m	30,01	30,03	30,03
I	A	38,382	38,3	37,39
cosφ	-	0,89	0,89	0,90
P ₁	W	22100	22083	22132
η	%	83,55	83,83	83,63
ΔP _{Fe}	W	neznámo	655,6	735,0
ΔP _{j1}	W	neznámo	378,5	343,9
ΔP _{j2}	W	neznámo	184,9	187,9
ΔP _{mech}	W	1943	1943	1950,3
ΔP _d	W	neznámo	408,5	407
I ₀	A	neznámo	9,9	10,4

7.2. Zkoumání účinnosti motoru v závislosti na délce magnetického obvodu a počtu závitů

Vychází se z upraveného provedení motoru pro vyšší frekvence firmy Siemens. Měněna je délka magnetického obvodu motoru a počet závitů cívek statorového vinutí, při konstantním plnění drážky mědi (odpovídající změnou průřezu vodiče). Zadané napětí pro všechny frekvence je $U = 370 \text{ V}$. Okomentování je v podkapitole 7.4.

Tabulka 9: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxprrt) při 110 Hz

110 Hz		Počet závitů cívky N [-]										
		20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Délka svazku statoru [mm]	126	84,47	85,86	86,99	87,53	87,94	88,22	88,43	88,60	88,71	88,79	88,82
	127	84,64	86,02	87,07	87,59	87,98	88,26	88,47	88,62	88,73	88,80	88,84
	128	84,84	86,17	87,15	87,65	88,03	88,29	88,50	88,64	88,75	88,82	88,85
	129	85,04	86,33	87,23	87,71	88,06	88,33	88,52	88,67	88,77	88,84	88,86
	130	85,24	86,47	87,29	87,77	88,11	88,36	88,55	88,69	88,79	88,85	88,87
	131	85,42	86,62	87,36	87,82	88,14	88,38	88,58	88,71	88,81	88,87	88,88
	132	85,58	86,78	87,42	87,86	88,18	88,42	88,60	88,73	88,82	88,88	88,90
	133	85,74	86,89	87,47	87,90	88,21	88,45	88,62	88,75	88,84	88,89	88,90
	134	85,90	86,97	87,53	87,94	88,25	88,48	88,65	88,77	88,86	88,90	88,91
	135	86,04	87,06	87,59	88,00	88,28	88,51	88,67	88,79	88,87	88,91	88,92
	136	86,19	87,12	87,64	88,03	88,31	88,53	88,70	88,81	88,89	88,93	88,93
	137	86,33	87,18	87,69	88,06	88,34	88,56	88,72	88,83	88,90	88,94	88,94
	138	86,50	87,25	87,74	88,10	88,38	88,58	88,74	88,85	88,91	88,95	88,95
	139	86,64	87,30	87,79	88,13	88,40	88,61	88,76	88,86	88,93	88,96	88,96
	140	86,73	87,36	87,82	88,17	88,43	88,63	88,78	88,88	88,94	88,97	88,97
	141	86,77	87,42	87,86	88,20	88,46	88,65	88,80	88,90	88,96	88,98	88,97
	142	86,85	87,47	87,90	88,23	88,48	88,67	88,82	88,91	88,97	88,99	88,98
	143	86,92	87,53	87,94	88,26	88,51	88,70	88,83	88,92	88,98	89,00	88,99
	144	86,99	87,57	87,98	88,29	88,54	88,72	88,85	88,94	88,99	89,01	88,99
	145	87,06	87,62	88,01	88,33	88,56	88,74	88,87	88,95	89,00	89,02	89,00
146	87,11	87,65	88,05	88,35	88,58	88,76	88,89	88,97	89,01	89,02	89,00	
147	87,17	87,70	88,08	88,38	88,61	88,78	88,90	88,98	89,02	89,03	89,01	
148	87,22	87,74	88,11	88,41	88,63	88,80	88,92	88,99	89,03	89,04	89,01	
149	87,29	87,78	88,15	88,44	88,65	88,82	88,93	89,01	89,04	89,04	89,02	
150	87,34	87,82	88,18	88,46	88,68	88,83	88,94	89,02	89,05	89,05	89,02	
151	87,40	87,85	88,21	88,49	88,70	88,85	88,96	89,03	89,06	89,06	89,03	
152	87,44	87,89	88,24	88,51	88,72	88,87	88,97	89,04	89,07	89,06	89,03	
153	87,48	87,93	88,27	88,54	88,74	88,89	88,99	89,05	89,08	89,07	89,04	
154	87,53	87,95	88,30	88,56	88,76	88,90	89,00	89,06	89,09	89,08	89,04	



Obrázek 22: Mapa účinnosti motoru při 110 Hz

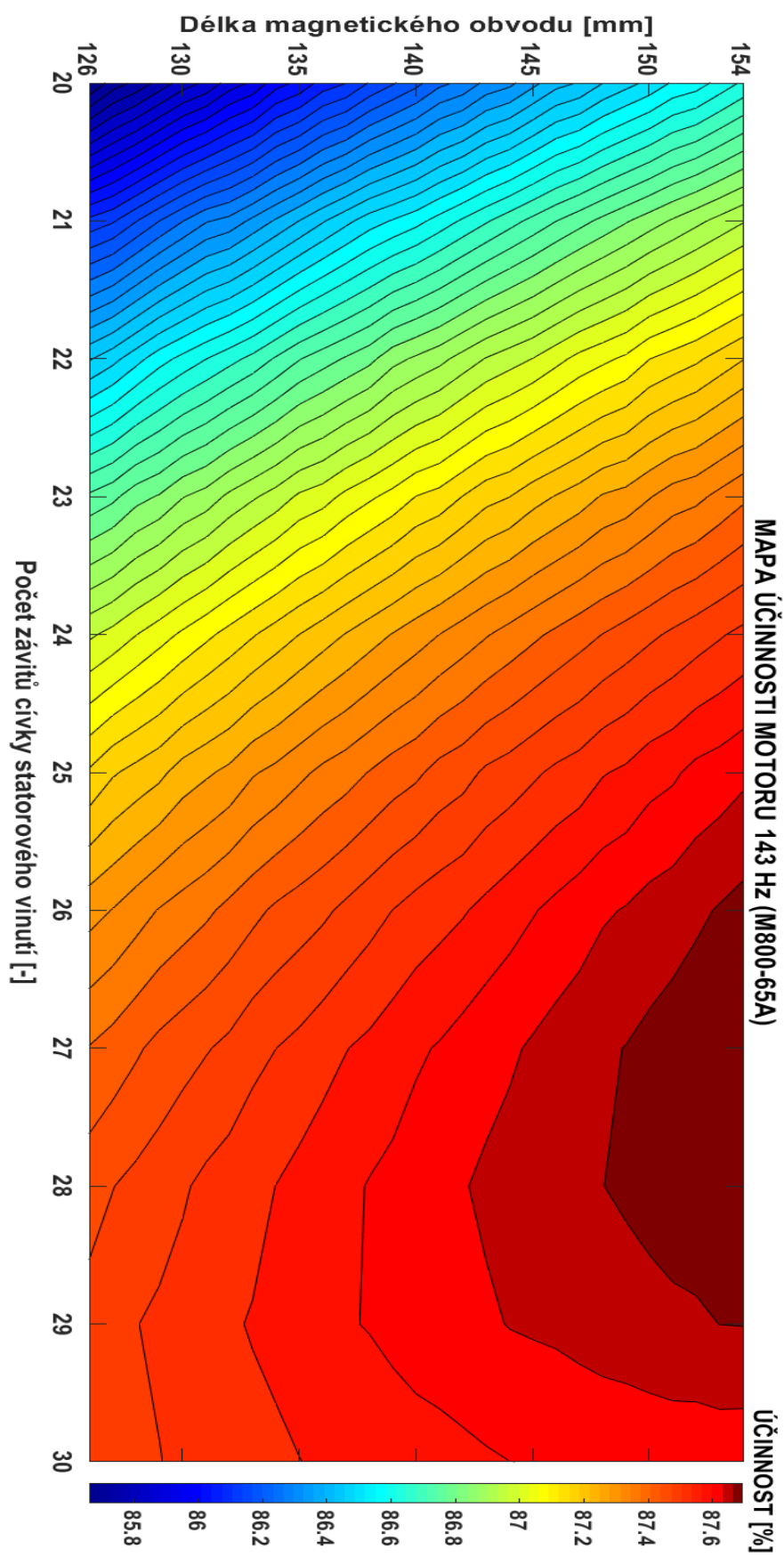
Tabulka 10: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxprt) při 143 Hz

143 Hz

Počet závitů cívky N [-]

Délka svazku statoru [mm]

	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
126	85,66	86,12	86,47	86,77	86,99	87,17	87,31	87,41	87,47	87,50	87,51
127	85,72	86,14	86,50	86,79	87,02	87,20	87,33	87,43	87,49	87,51	87,51
128	85,75	86,19	86,54	86,82	87,04	87,22	87,35	87,44	87,50	87,53	87,52
129	85,80	86,23	86,58	86,84	87,07	87,24	87,37	87,46	87,51	87,54	87,53
130	85,84	86,27	86,61	86,88	87,09	87,26	87,39	87,47	87,53	87,55	87,54
131	85,87	86,31	86,64	86,90	87,11	87,28	87,40	87,49	87,54	87,56	87,55
132	85,92	86,32	86,66	86,93	87,14	87,30	87,42	87,50	87,55	87,57	87,55
133	85,95	86,36	86,69	86,96	87,16	87,32	87,44	87,52	87,56	87,57	87,56
134	86,01	86,40	86,72	86,98	87,18	87,34	87,46	87,53	87,57	87,58	87,56
135	86,04	86,43	86,76	87,01	87,21	87,36	87,47	87,54	87,58	87,59	87,57
136	86,08	86,47	86,78	87,03	87,23	87,38	87,48	87,56	87,60	87,60	87,58
137	86,11	86,50	86,80	87,05	87,25	87,39	87,50	87,57	87,60	87,61	87,58
138	86,15	86,54	86,83	87,08	87,27	87,41	87,51	87,58	87,61	87,61	87,59
139	86,18	86,56	86,87	87,10	87,29	87,43	87,53	87,59	87,62	87,62	87,59
140	86,22	86,58	86,89	87,13	87,31	87,44	87,55	87,61	87,63	87,63	87,59
141	86,26	86,61	86,91	87,14	87,33	87,46	87,56	87,61	87,64	87,63	87,60
142	86,28	86,64	86,94	87,17	87,35	87,48	87,57	87,63	87,65	87,64	87,60
143	86,32	86,67	86,96	87,19	87,36	87,50	87,58	87,64	87,66	87,65	87,61
144	86,34	86,70	86,98	87,20	87,38	87,51	87,60	87,65	87,67	87,65	87,61
145	86,38	86,73	87,00	87,23	87,40	87,52	87,61	87,66	87,67	87,66	87,61
146	86,42	86,76	87,03	87,25	87,42	87,54	87,62	87,67	87,68	87,66	87,61
147	86,44	86,78	87,06	87,27	87,43	87,55	87,63	87,67	87,69	87,67	87,62
148	86,47	86,81	87,07	87,29	87,45	87,57	87,65	87,69	87,69	87,67	87,62
149	86,50	86,84	87,09	87,30	87,47	87,58	87,66	87,69	87,70	87,68	87,62
150	86,53	86,86	87,12	87,32	87,48	87,60	87,67	87,70	87,71	87,68	87,62
151	86,56	86,89	87,14	87,35	87,50	87,61	87,67	87,71	87,71	87,68	87,63
152	86,58	86,91	87,16	87,36	87,51	87,62	87,69	87,72	87,72	87,69	87,63
153	86,61	86,93	87,18	87,38	87,53	87,63	87,70	87,73	87,73	87,69	87,63
154	86,64	86,96	87,20	87,40	87,54	87,64	87,71	87,73	87,73	87,69	87,63



Obrázek 23: Mapa účinnosti motoru při 143 Hz

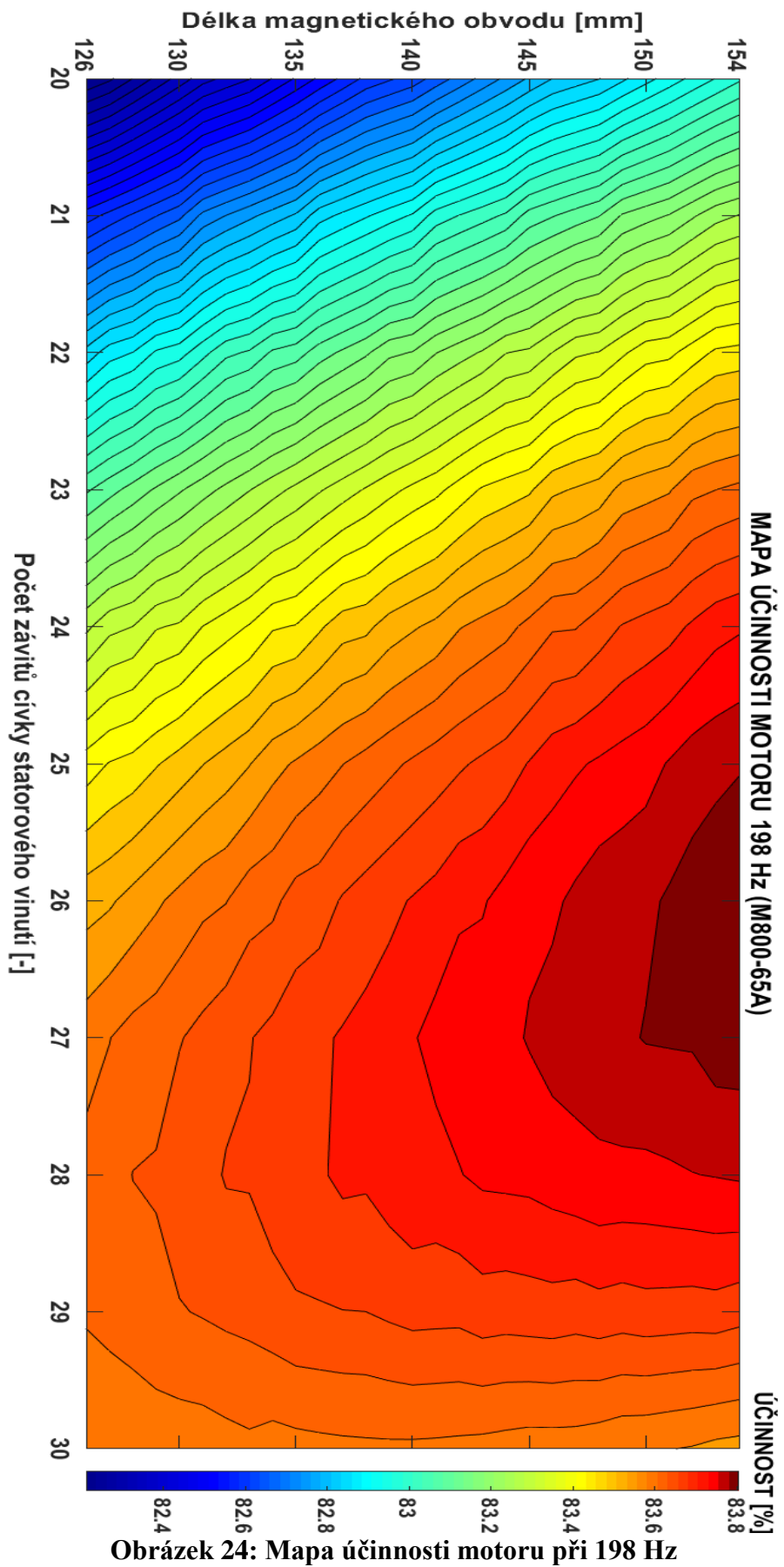
Tabulka 11: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxprt) při 198 Hz

198 Hz

Počet závitů cívky N [-]

Délka svazku statoru [mm]

	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
126	82,21	82,58	82,86	83,10	83,29	83,44	83,54	83,60	83,62	83,62	83,58
127	82,24	82,60	82,90	83,12	83,32	83,46	83,54	83,61	83,63	83,62	83,59
128	82,28	82,63	82,91	83,15	83,33	83,47	83,56	83,63	83,65	83,63	83,59
129	82,31	82,66	82,95	83,17	83,36	83,48	83,58	83,63	83,65	83,64	83,59
130	82,35	82,68	82,96	83,19	83,36	83,50	83,59	83,64	83,66	83,64	83,60
131	82,39	82,73	83,00	83,22	83,39	83,52	83,61	83,65	83,66	83,65	83,60
132	82,41	82,75	83,03	83,24	83,41	83,53	83,61	83,67	83,68	83,65	83,60
133	82,43	82,78	83,04	83,26	83,42	83,55	83,63	83,68	83,68	83,66	83,61
134	82,47	82,80	83,08	83,28	83,45	83,57	83,64	83,69	83,69	83,66	83,60
135	82,50	82,82	83,09	83,30	83,46	83,59	83,66	83,70	83,70	83,67	83,60
136	82,54	82,87	83,12	83,32	83,48	83,60	83,66	83,70	83,70	83,67	83,61
137	82,57	82,89	83,14	83,34	83,50	83,61	83,68	83,71	83,72	83,68	83,61
138	82,60	82,91	83,16	83,36	83,51	83,63	83,69	83,72	83,71	83,68	83,61
139	82,62	82,93	83,19	83,38	83,53	83,64	83,70	83,73	83,72	83,68	83,61
140	82,64	82,95	83,20	83,40	83,55	83,65	83,71	83,74	83,73	83,69	83,61
141	82,67	82,99	83,23	83,41	83,56	83,66	83,72	83,75	83,73	83,69	83,61
142	82,70	83,01	83,25	83,44	83,58	83,67	83,74	83,76	83,74	83,69	83,61
143	82,73	83,03	83,27	83,46	83,59	83,68	83,74	83,76	83,75	83,69	83,60
144	82,76	83,05	83,29	83,47	83,60	83,69	83,75	83,76	83,75	83,69	83,60
145	82,79	83,08	83,30	83,48	83,62	83,71	83,77	83,78	83,75	83,69	83,60
146	82,82	83,10	83,33	83,51	83,64	83,73	83,77	83,79	83,76	83,70	83,60
147	82,83	83,12	83,35	83,52	83,64	83,74	83,78	83,79	83,76	83,69	83,60
148	82,85	83,13	83,36	83,53	83,66	83,75	83,79	83,79	83,77	83,70	83,59
149	82,87	83,17	83,38	83,56	83,68	83,75	83,79	83,80	83,77	83,69	83,59
150	82,90	83,19	83,41	83,57	83,69	83,76	83,80	83,81	83,76	83,70	83,59
151	82,93	83,20	83,41	83,58	83,70	83,77	83,81	83,81	83,77	83,70	83,58
152	82,95	83,23	83,44	83,61	83,71	83,79	83,82	83,81	83,77	83,69	83,58
153	82,98	83,25	83,46	83,61	83,73	83,80	83,83	83,82	83,77	83,70	83,57
154	83,00	83,26	83,46	83,62	83,74	83,80	83,84	83,82	83,78	83,69	83,57



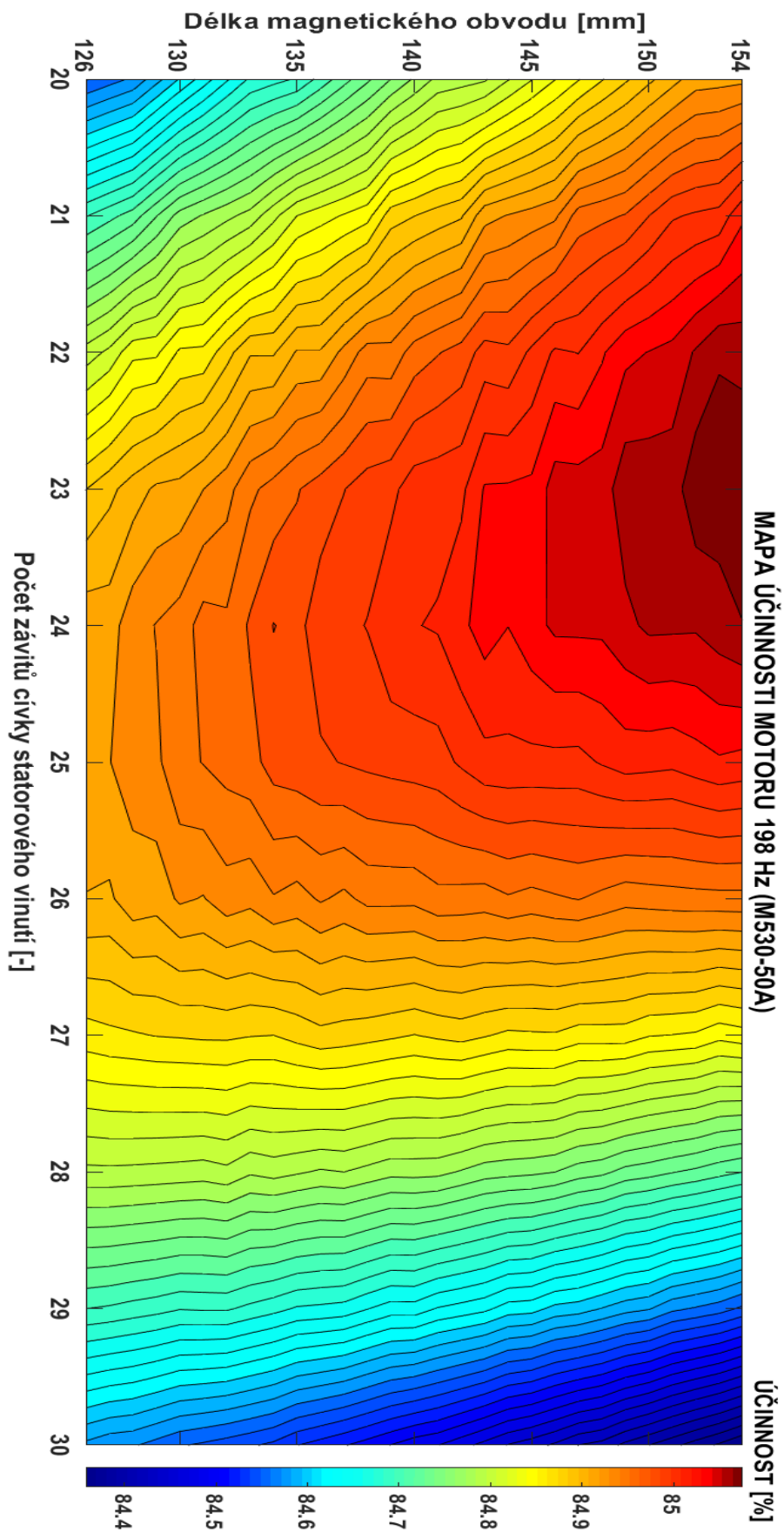
Obrázek 24: Mapa účinnosti motoru při 198 Hz

7.3. Optimalizace při použití kvalitnějších plechů

V této podkapitole bude provedena optimalizace motoru při použití kvalitnějších plechů M530-50A a M330-50A. Bude provedena pouze pro napájecí frekvenci 198Hz a budou uvažovány plechy isovac firmy Voestalpine.

Tabulka 12: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxpvt) při 198 Hz plechy M530-50A

198 Hz		Počet závitů cívky N [-]										
		20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Délka svazku statoru [mm]	126	84,56	84,70	84,81	84,89	84,93	84,93	84,92	84,87	84,80	84,70	84,58
	127	84,57	84,71	84,82	84,90	84,93	84,93	84,92	84,87	84,80	84,70	84,58
	128	84,58	84,72	84,84	84,91	84,94	84,94	84,93	84,87	84,80	84,70	84,57
	129	84,60	84,74	84,84	84,92	84,95	84,94	84,92	84,88	84,80	84,69	84,57
	130	84,62	84,77	84,86	84,92	84,95	84,96	84,93	84,88	84,80	84,69	84,56
	131	84,64	84,78	84,86	84,93	84,97	84,96	84,93	84,88	84,80	84,69	84,56
	132	84,66	84,78	84,88	84,94	84,96	84,97	84,94	84,88	84,80	84,69	84,55
	133	84,68	84,79	84,90	84,96	84,98	84,97	84,94	84,88	84,79	84,68	84,55
	134	84,68	84,81	84,90	84,97	84,99	84,98	84,95	84,87	84,79	84,68	84,54
	135	84,69	84,83	84,92	84,97	84,99	84,98	84,94	84,88	84,79	84,67	84,53
	136	84,71	84,84	84,92	84,98	85,00	84,99	84,95	84,88	84,79	84,67	84,52
	137	84,73	84,85	84,94	84,99	85,00	84,99	84,94	84,88	84,79	84,67	84,52
	138	84,74	84,85	84,95	85,00	85,00	84,99	84,95	84,88	84,78	84,66	84,51
	139	84,76	84,88	84,95	85,00	85,02	84,99	84,95	84,88	84,78	84,65	84,50
	140	84,78	84,89	84,97	85,01	85,02	85,00	84,95	84,87	84,78	84,65	84,49
	141	84,79	84,90	84,97	85,01	85,02	85,00	84,96	84,88	84,78	84,64	84,49
	142	84,80	84,90	84,98	85,01	85,03	85,01	84,96	84,88	84,77	84,64	84,48
	143	84,80	84,93	85,00	85,03	85,04	85,01	84,95	84,88	84,77	84,63	84,47
	144	84,82	84,93	84,99	85,03	85,03	85,01	84,96	84,87	84,76	84,62	84,46
	145	84,83	84,94	85,01	85,04	85,04	85,01	84,96	84,87	84,76	84,62	84,45
146	84,85	84,94	85,02	85,05	85,05	85,01	84,96	84,87	84,76	84,61	84,44	
147	84,86	84,97	85,02	85,05	85,05	85,01	84,96	84,87	84,75	84,61	84,43	
148	84,87	84,97	85,03	85,05	85,05	85,02	84,96	84,87	84,75	84,60	84,42	
149	84,89	84,98	85,04	85,07	85,06	85,02	84,95	84,87	84,74	84,59	84,41	
150	84,90	84,99	85,05	85,07	85,06	85,02	84,95	84,86	84,74	84,59	84,40	
151	84,91	85,00	85,05	85,07	85,06	85,02	84,95	84,86	84,73	84,58	84,39	
152	84,93	85,01	85,06	85,08	85,06	85,03	84,96	84,86	84,73	84,57	84,38	
153	84,93	85,01	85,07	85,08	85,07	85,03	84,96	84,85	84,72	84,57	84,37	
154	84,93	85,03	85,07	85,09	85,07	85,03	84,96	84,85	84,72	84,56	84,36	



Obrázek 25: Mapa účinnosti motoru při 198 Hz plechy M530-50A

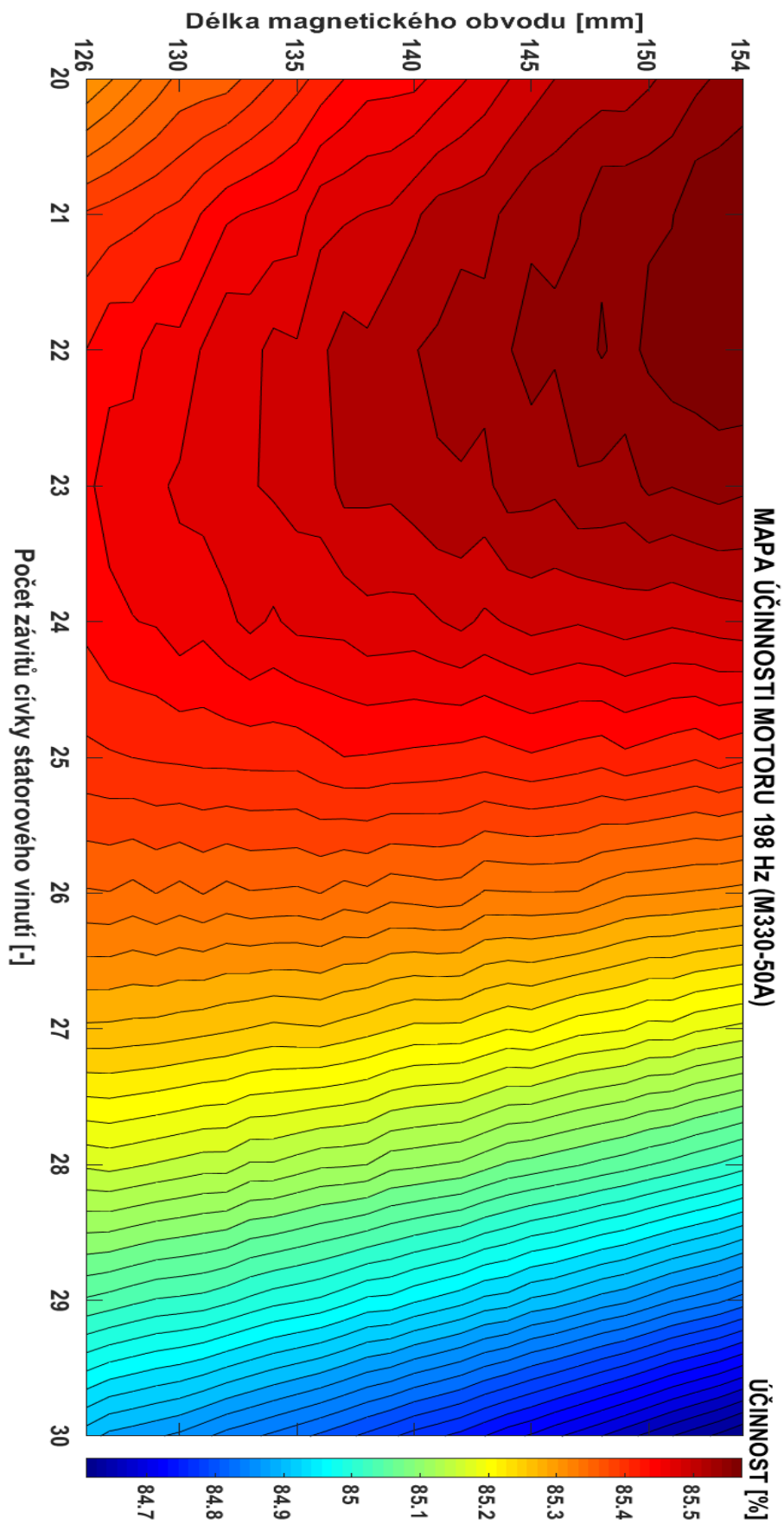
Tabulka 13: Změny účinnosti motoru dle Optimetrics (RMxprt) při 198 Hz plechy M330-50A

198 Hz

Počet závitů cívky N [-]

Délka svazku statoru [mm]

	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
126	85,30	85,40	85,44	85,45	85,44	85,41	85,36	85,28	85,17	85,05	84,91
127	85,32	85,41	85,45	85,46	85,45	85,42	85,36	85,28	85,17	85,04	84,89
128	85,34	85,41	85,45	85,47	85,46	85,42	85,35	85,28	85,17	85,04	84,89
129	85,35	85,42	85,47	85,47	85,46	85,42	85,36	85,28	85,17	85,03	84,88
130	85,37	85,42	85,46	85,48	85,47	85,42	85,35	85,27	85,16	85,03	84,88
131	85,37	85,44	85,48	85,48	85,46	85,42	85,36	85,27	85,16	85,03	84,86
132	85,37	85,45	85,49	85,49	85,47	85,42	85,35	85,27	85,16	85,02	84,85
133	85,38	85,46	85,49	85,49	85,48	85,42	85,36	85,26	85,15	85,01	84,84
134	85,40	85,46	85,50	85,50	85,47	85,42	85,36	85,26	85,15	85,00	84,84
135	85,41	85,47	85,50	85,50	85,48	85,42	85,36	85,26	85,14	85,00	84,83
136	85,42	85,49	85,51	85,50	85,48	85,43	85,36	85,26	85,13	84,99	84,82
137	85,44	85,49	85,52	85,52	85,48	85,44	85,35	85,26	85,13	84,98	84,81
138	85,45	85,50	85,52	85,52	85,49	85,44	85,36	85,25	85,13	84,97	84,80
139	85,45	85,50	85,53	85,52	85,49	85,44	85,35	85,25	85,12	84,97	84,79
140	85,45	85,51	85,53	85,53	85,49	85,43	85,35	85,24	85,11	84,96	84,78
141	85,46	85,52	85,54	85,53	85,49	85,43	85,35	85,24	85,11	84,95	84,77
142	85,47	85,52	85,55	85,53	85,50	85,43	85,35	85,24	85,11	84,94	84,76
143	85,48	85,53	85,54	85,53	85,49	85,43	85,34	85,23	85,10	84,93	84,75
144	85,49	85,54	85,55	85,54	85,50	85,43	85,34	85,23	85,09	84,93	84,73
145	85,50	85,55	85,56	85,54	85,50	85,44	85,34	85,23	85,08	84,91	84,72
146	85,51	85,55	85,56	85,54	85,50	85,43	85,34	85,22	85,08	84,91	84,71
147	85,52	85,55	85,56	85,55	85,50	85,43	85,34	85,21	85,07	84,90	84,70
148	85,52	85,57	85,57	85,55	85,50	85,43	85,33	85,21	85,07	84,89	84,69
149	85,52	85,57	85,57	85,54	85,50	85,43	85,33	85,21	85,06	84,88	84,67
150	85,53	85,57	85,58	85,56	85,50	85,43	85,32	85,20	85,05	84,87	84,66
151	85,54	85,57	85,58	85,55	85,50	85,42	85,32	85,20	85,05	84,86	84,65
152	85,55	85,59	85,59	85,56	85,50	85,42	85,32	85,19	85,04	84,85	84,64
153	85,56	85,59	85,59	85,56	85,50	85,43	85,32	85,19	85,03	84,84	84,62
154	85,56	85,59	85,59	85,56	85,51	85,42	85,32	85,18	85,02	84,83	84,61



Obrázek 26: Mapa účinnosti motoru při 198 Hz plechy M330-50A

7.4. Zhodnocení optimalizace

Je patrné, že u plechů M800-65A bychom se s využitím vybraných výsledků optimalizace dle RMxprtů mohli na všech zkoumaných frekvencích dostat na nepatrně lepší účinnosti. Toto zlepšení se pohybuje v rozmezí 0,2-0,5%. Pro všechny frekvence globálně platí, že prodloužení magnetického obvodu znamená mírný nárůst účinnosti. Pozn. Tento trend byl při zpracování optimalizace ověřen i za hranici 10% prodloužení. Tempo růstu však stále klesá, až se zastavuje úplně. To nastává při frekvenci 110 Hz a výchozím počtu závitů přibližně od $l_{Fe} = 250 \text{ mm}$, dále už dochází k poklesu účinnosti, jelikož rostou Jouleovy ztráty v rotoru i statoru (již od $l_{Fe} = 158 \text{ mm}$) a tento nárůst převyšuje pokračující pokles ztrát v železe.

Z pohledu do tabulek pro plechy M800-65A i na mapy účinnosti v podkapitole 7.2. dále vyplývá, že kromě prodloužení magnetického obvodu lze mírného navýšení účinnosti motoru dosáhnout zvýšením počtu závitů. Toto zvýšení znamená další odsycení. Největší vychýlení směrem k vyššímu počtu závitů lze pozorovat u frekvence 110 Hz, nejmenší pak u 198 Hz. Důvodem je, že vyšší frekvence při konstantní velikosti napětí sama o sobě znamená odsycení motoru, proto má odsycení zvýšením počtu závitů na 110 Hz největší efekt.

Co se děje se ztrátami prodloužováním magnetického obvodu při výchozím konstantním počtu závitů cívky statorového vinutí, je možné vysledovat v Tab. 14. Pro ilustraci byly vybrány plechy M800-65A při frekvenci 110 Hz. Pozn. Mechanické a přídatné ztráty nejsou v tabulce zobrazeny, neboť jsou uvažovány jako přibližně konstantní.

Prodloužování magnetického obvodu má za následek snížení sycení a dochází k poklesu ztrát v železe, a to i přes narůstající objem magnetického obvodu. Klesají také ztráty Jouleovy ve statoru, protože dopad poklesu proudu statoru na ztráty je vyšší, než zvyšování odporu vinutí statoru. Pokles proudu statoru je způsoben klesajícím magnetizačním proudem. Naopak Jouleovy ztráty v rotoru narůstají, neboť proud rotorem zůstává zhruba stejný a odpor rotoru narůstá.

Tabulka 14: Ztráty motoru při frekvenci 110 Hz pro M800-65A (N=25)

I_{Fe} [mm]	B_{δ} [mT]	Ztráty v železe [W]	Ztráty ve vinutí rotoru [W]	Ztráty ve vinutí statoru [W]	Celkové ztráty [kW]
126	858	869,2	150,6	385,8	2,470
127	854	863,2	151,5	382,6	2,462
128	849	857,2	152,5	379,8	2,454
129	845	851,3	153,4	377,1	2,446
130	841	845,4	154,1	374,3	2,438
131	836	839,6	154,8	371,6	2,430
132	832	833,9	155,8	369,3	2,423
133	828	828,2	156,7	366,9	2,416
134	824	822,5	157,6	365,3	2,409
135	820	816,8	158,6	363,7	2,403
136	815	811,2	159,5	362,1	2,397
137	811	805,6	160,4	360,8	2,391
138	806	799,9	161,3	359,7	2,385
139	801	794,4	162,2	358,7	2,379
140	797	788,9	163,1	357,8	2,373
141	792	783,5	164,0	356,9	2,368
142	787	778,1	164,9	356,1	2,363
143	783	772,8	165,8	355,3	2,357
144	778	767,5	166,7	354,6	2,352
145	774	762,3	167,6	353,9	2,347
146	769	757,2	168,7	353,6	2,343
147	765	752,1	169,8	353,6	2,339
148	760	747,0	170,6	353,3	2,334
149	756	742,0	171,5	353,0	2,330
150	751	737,1	172,4	352,6	2,325
151	747	732,3	173,3	352,2	2,321
152	742	727,4	174,3	352,6	2,317
153	738	722,6	175,4	352,9	2,314
154	733	717,8	176,3	352,8	2,310

Využití kvalitnějších plechů o nižších měrných ztrátách M530-50A a M330-50A bylo z důvodu rozsahu práce a dostupných dat pro tyto plechy provedeno pouze pro frekvenci 198 Hz. Jak lze vidět v Tab. 15. uvažování kvalitnějších plechů přineslo zvýšení účinnosti o přibližně 1,2% v případě M530-50A a téměř 2% v případě M330-50A.

Z map účinnosti lze vysledovat, že u plechů M530-50A se optimum počtu závitů mírně posouvá k nižším hodnotám od původních $N = 25$. Tento fakt platí ještě výrazněji pro M330-50A. Optimální by tedy bylo přisycení.

Tabulka 15: Maximální zjištěné účinnosti na daných frekvencích podle uvažovaných plechů

f [Hz]	M800-65A	M530-50A	M330-50A
110	89,09 (88,63)	-	-
143	87,73 (87,44)	-	-
198	83,84 (83,65)	85,09 (85,00)	85,59 (85,43)

Pozn. V Tab. 15. Jsou hodnoty účinností v % pro nejlepší kombinaci délky mag. obvodu a počtu závitů cívky statoru. Hodnoty v závorce značí účinnost pro výchozí kombinaci $l_{Fe} = 140 \text{ mm}$ a $N = 25$.

Změnou délky mag. obvodu a počtu závitů nebylo dosaženo velkého zlepšení účinnosti. Jelikož pro vhodný počet závitů pro jednotlivé frekvence při zkracování účinnost ani příliš neklesá, nabízelo by se zkrácení svazku při optimalizaci na cenu.

Varianta s nejvyšší účinností na 198 Hz (M330-50A $N = 22$ a $L_{Fe} = 154 \text{ mm}$) je pro doplnění simulována ještě v prostředí ANSYS Maxwell 2D, viz Tab. 16. Výstupem jsou srovnatelné hodnoty s RMxpert.

Tabulka 16: Varianta s nejvyšší účinností - ověření Maxwell 2D

Metoda	RMxpert	Maxwell 2D
P_2 [W]	18501	18522
n [min^{-1}]	5894,7	5896,1
ΔP_{Fe} [W]	321,2	308,7
ΔP_{j1} [W]	273,0	238,5
ΔP_{j2} [W]	157,3	120,4
ΔP_m [W]	1956	1943,7
ΔP_d [W]	407	407
η [%]	85,59	85,99

8. ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zabývala výpočtem a analýzou magnetického obvodu klasického třífázového asynchronního motoru firmy Siemens Mohelnice s.r.o. Jedná se o čtyřpól se jmenovitým výkonem $P = 15000 \text{ W}$ a rotorem s vinutím v podobě hliníkové klece nakrátko. Optimalizace se pak týkala motoru, který je stejný až na upravené vinutí, délku vzduchové mezery a ventilator. Motor určený k optimalizaci má mít pro požadované napájecí frekvence výkon $P = 18500 \text{ W}$.

V první části práce proběhlo stručné přiblížení základní teorie k třífázovému asynchronnímu motoru. Byla popsána jeho konstrukce i princip činnosti z hlediska vzniku momentu. Následně proběhlo rozdělení ztrát a byla popsána jeho momentová charakteristika.

Po úvodním shrnutí teorie přišlo na řadu ověření vlastností motoru pomocí analytického výpočtu. Prvořadým cílem této kapitoly bylo dopočítání všech parametrů náhradního schématu. Výpočet byl prováděn podle literatury [2] a [3]. Podklady v podobě rozměrů částí motoru a dalších specifikací, jako např. zapojení statorového vinutí, materiálu plechů atd. byly dodány společností Siemens Mohelnice s.r.o.

Po úplném dopočítání složek náhradního schématu na Obr. 9 bylo možné zjistit aplikací Kirchhoffových zákonů rozdělení příkonu na jednotlivé složky, jmenovitý moment motoru, odebíraný síťový proud, účinnost a účinník. Zvolené jmenovité otáčky byly vybrány tak, aby motor dosahoval přibližně požadovaného jmenovitého výkonu P , který byl vybrán jako výchozí hledisko pro srovnání této metody analýzy s metodami ostatními.

V dalších kapitolách byly vytvořeny modely motoru v programech RMXprt a ANSYS Maxwell 2D. V prvním případě se jednalo o simulaci založenou na analytickém přístupu, v případě druhém je proveden výpočet metodou konečných prvků.

V programu RMXprt došlo k vytvoření podrobného modelu, který byl poté využit i pro převedení do Maxwell 2D. Hlavními výstupy analýzy v RMXprt jsou vypočítané parametry ve vystřižené tabulce na Obr. 13 a momentová charakteristika motoru se závislostí výkonu na otáčkách na obrázcích Obr. 15 a Obr. 14.

Výstupy simulace z prostředí Maxwell 2D tvoří dohledané hodnoty příkonu, výkonu, momentu a odebíraného proudu. Tyto hodnoty byly získány použitím příslušných funkcí pro analýzu průběhu v ustálené oblasti, jelikož po připojení motoru na síť probíhal krátký přechodový děj, jehož zkoumání nebylo předmětem zájmu této práce.

V kapitole č. 6 došlo k finálnímu srovnání výsledků analýz motoru jednotlivými metodami v Tab. 4. Analytickým výpočtem, simulacemi v RMXprt a ANSYS Maxwell 2D bylo dosaženo poměrně srovnatelných výsledků s hodnotami z měření.

Rozdíly mohou být způsobeny mnoha faktory. Jedním z nich jsou například odchylky v určování materiálových vlastností, kde velmi výraznou roli hraje mimo jiné třeba vodivost hliníku, který tvoří rotorové tyče a spojovací kruhy. Zde není snadné stanovit přesnou hodnotu této vodivosti, a přitom změna této hodnoty způsobuje velký rozdíl v momentu (resp. výkonu na hřídeli) při daných jmenovitých otáčkách. Na vodivost hliníku má velký vliv jeho teplota, která byla rozdílem od teploty vodičů statoru stanovena čistě odhadem.

Výpočet dalších parametrů byl ovlivněn použitými zjednodušeními (např. určení střední šířky zubu statoru) a omezenou přesností použitých vztahů.

Kapitola č. 7 se zabývá optimalizací motoru pro napájecí frekvence 110, 143 a 198 Hz. Na úvod kapitoly potvrzují výsledky v tabulkách č. 6 až 8, že se výsledky získané analytickým výpočtem i RMxprt dostatečně přibližují reálnému měření pro 1.harmonickou sledovaných veličin.

Hlavním výstupem optimalizace motoru jsou tabulky 9 až 13 a jim odpovídající mapy účinností na Obr. 22 až 26 v podkapitolách 7.2 a 7.3. Zhodnocení a okomentování dosažených výsledků v těchto částech práce se nachází v podkapitole 7.4.

Samotnou změnou délky magnetického obvodu a změnou počtu závitů nebylo dosaženo velkého zvýšení účinnosti ani pro jednu frekvenci. Největší zlepšení účinnosti tímto přístupem bylo od výchozí kombinace parametrů ($l_{Fe} = 140 \text{ mm}$ a $N = 25$) dosaženo na frekvenci 110 Hz, a to o zhruba 0,5%.

Jak již bylo zmíněno v podkapitole 7.4., nedochází při vhodném počtu závitů na daných frekvencích k výraznému poklesu účinnosti při zkracování magnetického obvodu, a proto se z tohoto pohledu nabízí možnost optimalizace na cenu.

Výraznějšího nárůstu účinnosti bylo naopak podle RMxprt dosaženo při použití kvalitnějších plechů M530-50A a M330-50A. Jejich použití bylo zkoumáno pouze na frekvenci 198 Hz. Jak jde vidět v Tab. 15, činí nárůst pro M530-50A asi 1,35% a téměř 1,8% v případě M330-50A.

Literatura

- [1] ONDRŮŠEK, Čestmír. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ. *Elektrické stroje* [online]. Skripta VUT v Brně. 110 s. [cit. 2018-12-28].
- [2] BRÁZDA, Miroslav a Rudolf STAŇA. *Výpočet asynchronního motoru*. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973. 222s.
- [3] VÍTEK, Ondřej a Dalibor ČERVINKA. *Úvod do výpočtu ASM* [online]. Výuková pomůcka VUT v Brně. In: . s. 56 [cit. 2018-12-28].
- [4] Trojfázový indukční motor. *ELUC Elektronická učebnice* [online]. [cit. 2016-12-28]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/776>
- [5] ANSYS RMXprt. *Ansys* [online]. [cit. 2019-1-2]. Dostupné z: <http://www.ansys.com/products/electronics/ANSYS-RMXprt>
- [6] Data sheets. *Voestalpine* [online]. 2018 [cit. 2019-05-01]. Dostupné z: <https://www.voestalpine.com/isovac/en/Product-overview/Data-sheets>

Seznam symbolů a zkratek

$2p$	počet pólů	[-]
a_1	počet paralelních větví statoru	[-]
a_2	počet paralelních větví vinutí rotoru	
a_{d1}	počet drátů tvořící vodič	[-]
b_{d0S}	otevření statorové drážky	[mm]
b_{zS}	střední šířka zubů statoru	[mm]
b_{zR}	střední šířka zubu rotoru	[mm]
B_{00M}	amplituda 1. h. ideální mag. indukce ve vzduch. mezeře	[T]
B_{jR01}	střední hodnota magnetické indukce střední oblasti jha rotoru	[T]
B_{jR02}	střední hodnota magnetické indukce krajní oblasti jha rotoru	[T]
B_{jRM}	maximální hodnota indukce jha rotoru	[T]
B_{jSM}	maximální hodnota magnetické indukce jha statoru	[T]
B_{jS01}	střední hodnota mag. indukce v prostřední oblasti jha statoru	[T]
B_{jS02}	střední hodnota mag. indukce v krajních oblastech jha statoru	[T]
B_{zSM}	magnetická indukce v zubu statoru	[T]
B_{zS}''	předběžné sycení zubů statoru	[T]
$B_{\delta M}$	amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$\cos \varphi$	účinník	[-]
D_1	roztečný průměr cívky ve středu drážky	[mm]
D_{CR}	střední průměr kruhu nakrátko	[mm]
D_{iR}	vnitřní průměr plechu rotoru	[mm]
D'_{iR}	vnitřní průměr plechu rotoru po korekci dle hřídele	[mm]
D_{iS}	vnitřní průměr statoru	[mm]
D_{jR}	střední průměr jha rotoru	[mm]
D_{jS}	střední průměr jha statoru	[mm]
D_{oR}	vnější průměr obrobeneho rotoru	[mm]
D_{oS}	vnější průměr plechu statoru	[mm]
D_{zR}	průměr patní kružnice zubů rotoru	[mm]
D_{zS}	průměr patní kružnice zubů statoru	[mm]

D_{δ}	střední průměr vzduchové mezery	[mm]
f_1	frekvence napájecího napětí	[Hz]
h_{jR}	výška jha rotoru	[mm]
h_{jS}	výška jha statoru	[mm]
h_{zS}	výška zubu statoru	[mm]
h_{zR}	výška zubu rotoru	[mm]
H_{jRo1}	intenzita mag. pole střední oblasti jha rotoru	[A/m]
H_{jRo2}	intenzita mag. pole v krajní oblasti jha rotoru	[A/m]
H_{jSo1}	intenzita magnetického pole v prostřední oblasti jha statoru	[A/m]
H_{jSo2}	intenzita v krajních oblastech jha statoru	[A/m]
H_{zSM}	intenzita magnetického pole v zubu statoru	[A/m]
H_{zRM}	intenzita magnetického pole v zubu rotoru	[A/m]
I_{μ}	efektivní hodnota magnetizačního proudu jedné fáze	[A]
\hat{I}_0	fázový proud naprázdno	[A]
\hat{I}_1	fázový proud statoru	[A]
\hat{I}_2	proud rotoru přepočítaný na stator	[A]
I_s	velikost odebíraného síťového proudu	[A]
I_{S0}	velikost síťového proudu naprázdno	[A]
k_C	Carterův činitel	[-]
k_{CS}	Carterův činitel pro stator	[-]
k_{CR}	Carterův činitel pro rotor	[-]
k_{hFeR}	koeficient zahrnutí feromag. hřídele do výšky jha rotoru	[-]
k_{lc1}	činitel prodloužení čela vinutí	[-]
k_{pFe}	činitel plnění železa	[-]
k_{rSp}	činitel rozlohy	[-]
k_{tr}	korekční činitel pro určení jednotkové vodivosti prostoru s vodiči	[-]
k_{vRp}	činitel vinutí rotoru	[-]
k_{vSp}	činitel vinutí statoru	[-]
k_{ySp}	činitel zkrácení kroku	[-]
k_Z	činitel nasycení přechodové vrstvy	[-]
$k_{\sigma\delta R}$	činitel diferenčního rozptylu rotoru	[-]

$k_{\Delta pFejs}$	činitel zahrnující vliv opracování plechů jha statoru	[-]
$k_{\Delta pFeS}$	činitel zahrnující vliv opracování plechů statoru	[-]
$k_{\lambda JSaCu}$	korekční činitel pro část statorové drážky s vodiči	[-]
$k_{\lambda JSaZ}$	korekční činitel pro část statorové drážky bez vodičů	[-]
$\frac{1}{k_1}$	Kinkelův činitel pro deformaci pole	[-]
l_{CR}	délka kruhu na středním průřezu kruhu	[mm]
l_{Fe}	délka statorového svazku	[mm]
l_{FeR}	délka rotorového svazku	[mm]
l_{SC}	délka čela statorového vinutí	[mm]
l_{Sf}	délka všech závitů jedné fáze v sérii	[mm]
l_{tR}	délka rotorové tyče	[mm]
L_{μ}	indukčnost	[H]
δ''	fiktivní délka vzduchové mezery	[mm]
m_1	počet fází statoru	[-]
m_2	počet fází rotoru	[-]
m_{jS}	hmotnost jha statoru	[kg]
m_{zS}	hmotnost zubů statoru	[kg]
M	jmenovitý moment motoru	[N.m]
n	jmenovité otáčky	[min ⁻¹]
n_{zvol}	zvolené jmenovité otáčky	[min ⁻¹]
N_{vdR}	počet vodičů v drážce rotoru	[-]
N_{vdS}	počet vodičů v drážce statoru	[-]
N_{zSf}	počet závitů jedné fáze v sérii	[-]
p_z	impedanční převod	[-]
P	jmenovitý výkon	[W]
P_1	příkon stroje	[W]
P_2	výkon na hřídeli	[W]
P_{mech}	mechanický výkon	[W]
q_R	počet drážek na pól a fázi rotoru	[-]
q_S	počet drážek statoru na pól a fázi	[-]
Q_1	počet statorových drážek	[-]

Q_{pR}	počet drážek rotoru na počet pólů	[-]
Q_{pS}	pólová rozteč v počtu drážek	[-]
Q_{1p}	pólová rozteč v počtu drážek	[-]
Q_R	počet drážek rotoru	[-]
R_1	činný odpor vinutí fáze statoru	[Ω]
R_2	činný odpor fáze rotoru	[Ω]
R'_2	činný odpor fáze rotoru přepočtený na stator	[Ω]
R_{CR}	činný odpor spojovacího kruhu	[Ω]
R_{Fe}	odpor reprezentující ztráty v železe	[Ω]
R_{tR}	odpor rotorové tyče	[Ω]
s	skluz	[-]
S_{CR}	průřez spojovacího kruhu	[mm ²]
S_{tR}	průřez tyče rotoru	[mm ²]
S_{VS}	průřez mědi jednoho vodiče	[mm ²]
t_{y1}	rozteč cívk	[mm]
$T_{Q1\%}$	činitel diferenčního rozptylu vlivem zešíkmení drážek	[%]
U_{1f}	fázové napětí	[V]
\widehat{U}_{11}	indukované napětí	[V]
U_{mjR}	magnetické napětí na jhu rotoru	[A]
U_{mjS}	magnetické napětí jha statoru	[A]
U_{mzS}	magnetické napětí na zubu statoru	[A]
U_{mzR}	magnetické napětí na zubu rotoru	[A]
$U_{m\delta}$	magnetické napětí na vzduchové mezeře	[A]
U_{m2p}	celkové magnetické napětí na dva póly	[A]
V_{d1}	počet závitů v drážce statoru	[-]
X_C	rozptylová reaktance prostoru čel	[Ω]
X_{Rd}	drážková reaktance rotoru	[Ω]
X'_{Rd}	drážková reaktance rotoru přepočtená na stator	[Ω]
X_{SC}	reaktance prostoru čel pro stator	[Ω]
X_{Sd}	drážková reaktance statoru	[Ω]
$X_{\delta Q}$	přídavná reaktance vlivem zešíkmení drážek	[Ω]

$X_{\delta R}$	reaktance diferenčního rozptylu pro rotor	[Ω]
$X_{\delta S}$	reaktance diferenčního rozptylu pro stator	[Ω]
X_{μ}	magnetizační reaktance	[Ω]
$X_{\sigma R}$	celková rozptylová reaktance rotoru	[Ω]
$X_{\sigma S}$	celková rozptylová reaktance statoru	[Ω]
$X'_{\sigma R}$	celková rozptylová reaktance rotoru přepočtená na stator	[Ω]
y_{1C}	mechanický krok cívky v počtu drážek	[-]
y_{dS}	krok vinutí v počtu drážek	[-]
\widehat{Z}_1	impedance statoru	[Ω]
\widehat{Z}_{10}	impedance příčné větve	[Ω]
\widehat{Z}'_2	impedance rotoru přepočtená na stator	[Ω]
\widehat{Z}_f	celková impedance jedné fáze motoru	[Ω]
α_{krSp}	úhel mezi fázory napětí v cívkách jedné fáze	[$^\circ$]
β_1	činitel zešikmení	[-]
δ	velikost vzduchové mezery	[mm]
ε	krok cívky	[-]
η	účinnost motoru	[-]
λ_{jRd}	jednotková magnetická vodivost rotorové drážky	[-]
λ_{jSa}	jednotková magnetická vodivost statorové drážky	[-]
λ_{jSaZ}	jednotková vodivost závěru statorové drážky	[-]
λ_{jSz0}	jednotková vodivost můstku statorové drážky	[-]
λ_{jSaZ1}	jednotková vodivost klínového prostoru	[-]
ϕ_{00M}	amplituda 1. h. ideálního mag. toku naprázdno	[Wb]
μ_0	permeabilita vakua	[H/m]
$\sigma_{AlR\vartheta}$	měrná elektrická vodivost hliníku při teplotě ϑ	[MS/m]
σ_{AlR20}	měrná elektrická vodivost použitého hliníku při 20 °C	[MS/m]
$\sigma_{CuS\vartheta}$	měrná elektrická vodivost měděného vodiče	[MS/m]
σ_{CuS20}	měrná elektrická vodivost měděného vodiče při 20 °C	[MS/m]
$\tau_{d\delta}$	drážková rozteč statoru na středním prům. vzduch. mezery	[mm]
τ_p	pólová rozteč	[mm]
τ_{d0S}	drážková rozteč statoru na vnitřním průměru statoru	[mm]

τ_{dOR}	drážková rozteč rotoru na vnějším průměru rotoru	[mm]
ϑ_{AlR}	teplota hliníku	[°C]
ϑ_{CuS}	teplota měděného vodiče	[°C]
χ_1	primární činitel vazby	[-]
ω	úhlová rychlost otáčení rotoru	[rad/s]
ω_1	úhlová rychlost magnetického pole statoru	[rad/s]
Δl_{tR}	přesah tyče rotoru	[mm]
$\Delta p_{FejS}(f_1, B_{jSM})$	měrné ztráty v železe jha statoru	[W/kg]
$\Delta p_{FezS}(f, B_M)$	měrné ztráty v železe zubů statoru	[W/kg]
ΔP_{FejS}	ztráty ve jhu statoru	[W]
ΔP_{FeS}	ztráty v železe statoru	[W]
ΔP_{FezS}	ztráty v zubech statoru	[W]
ΔP_{j1}	Jouleovy ztráty ve vinutí statoru	[W]
ΔP_{j2}	Jouleovy ztráty ve vinutí rotoru	[W]
ΔP_d	přídavné ztráty	[W]