

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ZTRÁTY JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU
S TRVALE PŘIPOJENÝM KONDENZÁTOREM

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

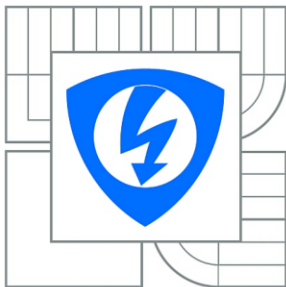
Bc. Jiří Štaffa

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ZTRÁTY JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU S TRVALE PŘIPOJENÝM KONDENZÁTOREM

LOSSES OF CAPACITOR RUN INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

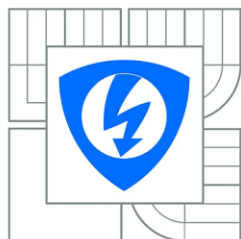
Bc. JIŘÍ ŠTAFFA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. MARTIN MACH

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Jiří Štaffa

ID: 125659

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Ztráty jednofázového asynchronního motoru s trvale připojeným kondenzátorem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Pomocí laboratorního měření proveďte analýzu ztrát konkrétního jednofázového motoru.
2. Výsledky měření porovnejte s výsledky simulací provedených pomocí programu Maxwell.
3. Navrhněte opatření pro snížení ztrát daného jednofázového asynchronního motoru.
4. Vliv jednotlivých navržených opatření ověřte pomocí simulací metodou konečných prvků.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ŠTĚPINA, Jaroslav. Jednofázové indukční motory: Celostátní vysokoškolská příručka. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1957, 198 s.

[2] Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Ferraris, L.; Lazzari, M.; Luparia, G., "No tooling cost process for induction motors energy efficiency improvements," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.41, no.3, pp.808,816, May-June 2005

doi: 10.1109/TIA.2005.847309

[3] Alberti, L.; Bianchi, N.; Boglietti, A.; Cavagnino, A., "Core axial lengthening as effective solution to improve the induction motor efficiency classes," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE , vol., no., pp.3391,3398, 17-22 Sept. 2011

doi: 10.1109/ECCE.2011.6064227

Termín zadání: 22.9.2014

Termín odevzdání: 26.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Martin Mach

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato práce se zabývá zvyšováním účinnosti jednofázového asynchronního motoru s permanentně připojeným kondenzátorem. Celou práci lze dělit do dvou částí, jedna je obecnějšího charakteru a druhá se zabývá analýzou a měřením.

První část je věnována konstrukčnímu provedení motoru, objasnění principu funkce, rozběhu a chodu motoru, a výpočtu účinnosti motoru, kde jsou zahrnuty typy ztrát snižující účinnost motoru.

Druhá část je tvořena analýzou ztrát, která sestává z měření zatěžovacích momentových charakteristik, měření motoru při stavu nakrátko, naprázdno, měření mechanických a dodatečných ztrát. Dále byly měřeny hodnoty potřebné pro věrohodné vytvoření simulačního modelu (odpor jednotlivých vinutí apod.). Po vytvoření modelu v ANSYS Maxwell s využitím modulu RMxpert, po analytickém vypočtení zatěžovacích charakteristik a po získání charakteristik využitím metody konečných prvků lze tyto charakteristiky porovnat a určit tak správnost vytvořeného modelu. Toto měření a simulace bude provedeno i u motoru s kvalitnějšími plechy v magnetickém obvodu. Následně budou simulovány možné úpravy snižující jednotlivé ztráty, které byly nastíněny v předchozích kapitolách.

Abstract

This project deals with increasing efficiency of one phase induction motor with permanent split capacitor. We can whole thesis divide into two parts, the first one is basic and the second is interested in analysis and measurement.

First part handles with construction of single phase induction motor, explanation of function principle, start and run of motor. Calculating of efficiency including type of losses, which reduce efficiency.

Second part concerns analysis losses including moment load characteristic, motor measurement while rotor is locked, with no load operation, measuring mechanical and additional losses. Further there will be measured useful values for creation model for simulation (reactance of windings etc.). Then will be the model created in ANSYS Maxwell with module RMxpert. After analytic calculation in RMxpert and using Finite Element Method (FEM) load characteristics will be compared together. This comparison gives us information about accuracy of model for simulation. Simulation and measurement will be carried out on another engine with high quality ferromagnetic material used for magnetic circuit of motor. Further will be done simulation of motor with modifications shown in previous chapter for high efficiency.

Klíčová slova

Jednofázový asynchronní motor; zvýšení účinnosti; snížení ztrát; vysoká účinnost; konstrukce a princip funkce; trvale připojený kondenzátor; prodloužení magnetického obvodu; tvar drážek rotoru; ražení plechů; snižování odporu kotvy; tlakové lití mědi; změna průřezu statorového vinutí; žihání statorových a rotorových plechů; měření zatěžovacích charakteristik; *RMxpert*; *ANSYS Maxwell*; analytický výpočet; metoda konečných prvků

Keywords

One phase induction motor; increase of efficiency; losses reduction; high efficiency; construction and principle of function; permanent split capacitor; core axial lengthening; design of rotor slot; cutting of metal plate; reduction of rotor resistance; die-cast rotor cage; cross enlargement of stator winding; stator and rotor core annealing; load characteristic measurement; *RMxpert*; *ANSYS Maxwell*; analytical calculation; finite element method

Bibliografická citace

ŠTAFFA, J. *Ztráty jednofázového asynchronního motoru s trvale připojeným kondenzátorem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 81 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Martin Mach.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Ztráty jednofázového asynchronního motoru s trvale připojeným kondenzátorem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

26.5.2015



Poděkování

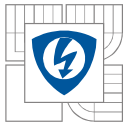
Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Martinu Machovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

Nemalé poděkování si zaslouží má rodina, přátelé a známí. Moji rodičové, Ludmila a Jiří Štaffovi, kteří mě ve vzdělání podporovali po celou dobu mého studia, si zaslouží, speciální děkuji.

V Brně dne

26.5.2015





Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	8
SEZNAM TABULEK	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
1 ÚVOD	14
2 KONSTRUKCE A PRINCIP FUNKCE JEDNOFÁZOVÝCH ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ .15	
2.1 PRINCIP FUNKCE JEDNOFÁZOVÝCH ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ.....	15
2.1.1 ROZBĚH JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	15
2.1.2 VZNIK PULZUJÍCÍHO MAGNETICKÉHO POLE	16
2.1.3 RYCHLOST OTÁČENÍ A SKLUZ JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU	16
2.1.4 MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	17
2.2 KONSTRUKCE JEDNOFÁZOVÝCH ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ	18
2.2.1 KONSTRUKCE STATORU	18
2.2.2 KONSTRUKCE ROTORU.....	19
2.2.3 VINUTÍ JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU S POMOCNOU FÁZÍ	20
2.2.4 TYPY PŘIPOJENÍ PRVKŮ PRO ROZBĚH.....	21
2.2.5 PERMANENTNĚ PŘIPOJENÝ KONDENZÁTOR	22
2.3 VÝPOČET ÚČINNOSTI JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU	24
2.3.1 ZTRÁTY VE VINUTÍ STATORU A ROTORU	25
2.3.2 ZTRÁTY V MAGNETICKÉM OBVODU (ZTRÁTY V ŽELEZE)	26
2.3.3 DODATEČNÉ ZTRÁTY	27
2.3.4 MECHANICKÉ ZTRÁTY	27
2.3.5 PŘÍKON MOTORU.....	28
2.3.6 ÚČINNOST MOTORU	28
2.3.7 MOMENT MOTORU	28
3 MOŽNOSTI SNÍŽENÍ ZTRÁT JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	29
3.1 PRODLOUŽENÍ MAGNETICKÉHO OBVODU	30
3.2 SNÍŽENÍ ROTOROVÉHO ODPORU	31
3.3 ZMĚNA PRŮŘEZU VODIČE STATOROVÉHO VINUTÍ.....	33
3.4 KVALITNĚJŠÍ STATOROVÉ I ROTOROVÉ PLECHY.....	34
3.4.1 KVALITNĚJŠÍ MATERIÁL	34
3.4.2 PRECIZNĚJŠÍ ZPRACOVÁNÍ	36
3.5 ZMĚNA TVARU DRÁŽEK STATORU	38
3.6 OPTIMALIZACE TVARU DRÁŽEK ROTORU TLAKOVĚ LITÉHO MĚDÍ.....	39
3.7 OPTIMALIZACE VELIKOSTI KONDENZÁTORU	40



4 ANALÝZA ZTRÁT JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU S TRVALE PŘIPOJENÝM KONDENZÁTOREM	41
4.1 ŠTÍTKOVÉ HODNOTY	42
4.2 ODPORY VINUTÍ.....	43
4.3 MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY	44
4.4 MĚŘENÍ NAKRÁTKO.....	46
4.5 MĚŘENÍ MECHANICKÝCH ZTRÁT.....	48
4.6 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO	49
4.6.1 MĚŘENÍ POMĚRU ZÁVITŮ VINUTÍ.....	49
4.6.2 VÝPOČET PRVKŮ NÁHRADNÍHO SCHÉMATU	50
4.6.3 VÝPOČET ZTRÁT V ŽELEZE SPOLEČNĚ SE ZTRÁTAMI MECHANICKÝMI.....	52
4.7 ÚČINNOST STROJE A JEJÍ VÝPOČET	54
5 VYTVOŘENÍ MODELU KONKRÉTNÍHO JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU V ANSYS MAXWELL POMOCÍ RMXPRT	57
5.1 ANSYS MAXWELL.....	57
5.1.1 METODA KONEČNÝCH PRVKŮ	58
5.1.2 ANALYTICKÝ VÝPOČET POMOCÍ <i>RMXPRTU</i>	58
5.1.3 POROVNÁNÍ METOD ZJIŠŤOVÁNÍ PARAMETRŮ.....	58
5.2 VYTVOŘENÍ 2D MODELU MOTORU	59
5.3 SIMULACE STANDARTNÍHO MOTORU BEZ ÚPRAV	61
5.3.1 VÝPOČET POMOCÍ RMXPRTU	61
5.3.2 HODNOTY VÝPOČTU ZÍSKANÉ POMOCÍ METODY KONEČNÝCH PRVKŮ	62
5.3.3 POROVNÁNÍ CHARAKTERISTIK NAMĚŘENÝCH, VYPOČTENÝCH POMOCÍ MKP A ANALYTICKY POMOCÍ <i>RMXPRTU</i>	63
5.4 SIMULOVÁNÍ MOTORU S KVALITNĚJŠÍMI PLECHY.....	64
5.4.1 VÝPOČET POMOCÍ <i>RMXPRTU</i>	64
5.4.2 HODNOTY VÝPOČTU ZÍSKANÉ POMOCÍ METODY KONEČNÝCH PRVKŮ	65
5.4.3 POROVNÁNÍ CHARAKTERISTIK NAMĚŘENÝCH, VYPOČTENÝCH POMOCÍ <i>MKP</i> A ANALYTICKY POMOCÍ <i>RMXPRTU</i>	66
5.5 ÚPRAVY VEDOUcí KE ZVÝŠENÍ ÚČINNOSTI	67
5.5.1 PRODLOUŽENÍ MAGNETICKÉHO OBVODU	67
5.5.2 ZMĚNA POČTU VODIČŮ V PRODLOUŽENÉM STROJI.....	68
5.5.3 VĚTŠÍ PRŮŘEZ STATOROVÉHO VINUTÍ	69
5.5.4 PRODLOUŽENÍ A VĚTŠÍ PRŮŘEZ STATOROVÉHO VINUTÍ	70
5.5.5 ZMĚNA POČTU VODIČŮ STANDARTNÍHO STROJE	71
5.5.6 KLEC Z ČISTÉHO HLINÍKU	72
5.5.7 KLEC Z MĚDI.....	72
5.5.8 VELIKOST KONDENZÁTORU	73
6 ZÁVĚR.....	75
LITERATURA	77
PŘÍLOHY	81



SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1.1 - Účinnostní třídy dle IEC 60034-30-1 [34]</i>	14
<i>Obrázek 2.1 - Rotace vektorů dvou točivých polí protisměrně [11]</i>	15
<i>Obrázek 2.2 - Pulzující magnetické pole, vektory [7]</i>	16
<i>Obrázek 2.3 - Momentová charakteristika dvou inverzních točivých polí [12]</i>	17
<i>Obrázek 2.4 - I_f ASM s odporovou pomocnou fází a s rozběhovým kondenzátorem [12]</i>	17
<i>Obrázek 2.5 - Asynchronní stroj s kotvou nakrátko [10]</i>	18
<i>Obrázek 2.6 – Tvorba statorového svazku [10]</i>	19
<i>Obrázek 2.7 - Hlavní a pomocné vinutí [13]</i>	19
<i>Obrázek 2.8 - Klecový typ rotoru [10]</i>	19
<i>Obrázek 2.9 - Běžné provedení vinutí jednofázového asynchronního motoru</i>	20
<i>Obrázek 2.10 - Druhy rozběhu jednofázového asynchronního motoru [5]</i>	21
<i>Obrázek 2.11 - Momentové charakteristiky jednotlivých typů rozběhu [15]</i>	22
<i>Obrázek 2.12 - Stainmetzovo zapojení kondenzátoru pro rozběh [14]</i>	22
<i>Obrázek 2.13 - Připojení kondenzátoru pro rozběh [16]</i>	23
<i>Obrázek 2.14 - Diagram ztrátových poměrů ve stroji [18]</i>	24
<i>Obrázek 2.15 - Procentuální rozložení ztrát v malém motoru [19]</i>	25
<i>Obrázek 2.16 - Magnetizační křivka feromagnetika [36]</i>	26
<i>Obrázek 3.1 - Typy vložení měděných tyčí do drážek [1]</i>	31
<i>Obrázek 3.2 - Posun momentové charakteristiky snížením rotorového odporu [24]</i>	31
<i>Obrázek 3.3 - Porovnání účinnosti před a po instalování měděných tyčí [1]</i>	31
<i>Obrázek 3.4 - Prototyp s měděnými tyčemi [1]</i>	32
<i>Obrázek 3.5 – Správné (B) a vadné (A) spojení mědi a hliníku v drážce [1]</i>	32
<i>Obrázek 3.6 – Poměry ztrát závislé na velikosti motoru [9]</i>	33
<i>Obrázek 3.7 - Porovnání B-H křivek různých typů plechů</i>	34
<i>Obrázek 3.8 - Graf ztrát v železe různých typů plechů</i>	35
<i>Obrázek 3.9 - Změna B-H křivek při různém typu ražení [26]</i>	36
<i>Obrázek 3.10 - Hloubka ovlivnění materiálu při ražení [27]</i>	36
<i>Obrázek 3.11 - Porovnání ztrát v železe ražených a žíhaných plechů [1]</i>	37
<i>Obrázek 3.12 - Porovnání ztrát v železe ražených a žíhaných plechů [1]</i>	37
<i>Obrázek 3.13 - Porovnání magnetizačního proudu ražených a žíhaných plechů [1]</i>	37
<i>Obrázek 3.14 - Optimalizace drážek rotoru při tlakovém lití mědi [2]</i>	39
<i>Obrázek 3.15 – Příklad vzhledu kondenzátoru C_p pro pomocné vinutí [5]</i>	40

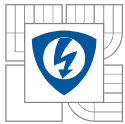


<i>Obrázek 4.1 - Měřicí soustava na pracovišti</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 4.2 – Přibližný vzhled měřeného motoru [37]</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 4.3 - Zatěžovací charakteristika a závislost účinnosti</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 4.4 - Závislosti proudů hlavního a pomocného vinutí na momentu</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 4.5 - Graf závislosti proudu a výkonu na napájecím napětí M700-50A</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 4.6- Graf závislosti proudu a výkonu na napájecím napětí M270-35A</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 4.7 - Ekvivalentní obvod jednofázového asynchronního motoru</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 4.8 - Určení mechanických a ztrát v železe</i>	<i>52</i>
<i>Obrázek 4.9 - Výkonová bilance stroje</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 4.10 - Procentuální rozložení ztrát ve jmenovitém bodě pro M700-50A</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 4.11 - Procentuální rozložení ztrát ve jmenovitém bodě pro M270-35A</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 5.1 - Příklad vzhledu uživatelského rozhraní</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 5.2 - Rozložení vinutí v modelu statoru a rotoru</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 5.3 - Vytvoření vinutí v RMxpřtu</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 5.4 - B-H křivka v RMxpřtu</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 5.5 - Schéma motoru z náhradních obvodových prvků</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 5.6 - Vytvořená síť v modelu</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 5.7 – Analytický výpočet zatěžovací charakteristiky pomocí RMxpřtu</i>	<i>61</i>
<i>Obrázek 5.8 - Rozložení magnetické indukce ve statoru a rotoru</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 5.9 - Momentová zatěžovací charakteristika porovnání</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 5.10 - Proudová zatěžovací charakteristika porovnání</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 5.11 – Analytický výpočet zatěžovací charakteristiky pomocí RMxpřtu (lepší plechy) ...</i>	<i>64</i>
<i>Obrázek 5.12 - Rozložení magnetické indukce pro motor s lepšími plechy</i>	<i>65</i>
<i>Obrázek 5.13 - Momentová zatěžovací charakteristika porovnání (lepší plechy)</i>	<i>66</i>
<i>Obrázek 5.14 - Proudová zatěžovací charakteristika porovnání (lepší plechy)</i>	<i>66</i>
<i>Obrázek 5.15 - Rozložení magnetické indukce při prodloužení svazku</i>	<i>67</i>
<i>Obrázek 5.16 - Účinnosti při změně počtu vodičů v prodlouženém stroji</i>	<i>68</i>
<i>Obrázek 5.17 - Moment při změně počtu vodičů v prodlouženém stroji</i>	<i>68</i>
<i>Obrázek 5.18 - Rozložení magnetické indukce při zvětšení průřezu vodičů</i>	<i>69</i>
<i>Obrázek 5.19 - Rozložení magnetické indukce při prodloužení a zvětšení průřezu vodičů</i>	<i>70</i>
<i>Obrázek 5.20 - Účinnosti při změně počtu vodičů v původním stroji</i>	<i>71</i>
<i>Obrázek 5.21 - Proudů při změně počtu vodičů v původním stroji</i>	<i>71</i>
<i>Obrázek 5.22 - Momenty při různých velikostech kondenzátorů</i>	<i>73</i>
<i>Obrázek 5.23 - Účinnosti při různých velikostech kondenzátoru</i>	<i>74</i>



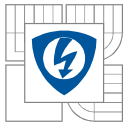
SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1.1 - Účinnostní třídy</i>	<i>14</i>
<i>Tabulka 2.1 - Empirická tabulka kapacit kondenzátorů pro různé výkony strojů [17]</i>	<i>23</i>
<i>Tabulka 2.2 - Hodnoty činitele K_T pro motory velkého výkonu</i>	<i>28</i>
<i>Tabulka 3.1 - Přehled jednotlivých tříd účinnosti</i>	<i>29</i>
<i>Tabulka 3.2 - Detailnější informace o použitých materiálech [25]</i>	<i>35</i>
<i>Tabulka 3.3 - Činitelé plnění drážek</i>	<i>38</i>
<i>Tabulka 4.1 - Šítkové hodnoty motoru</i>	<i>42</i>
<i>Tabulka 4.2 - Teplota vinutí M700-50A</i>	<i>43</i>
<i>Tabulka 4.3 - Teplota vinutí M270-35A</i>	<i>43</i>
<i>Tabulka 4.4 - Měření zatěžovací charakteristiky M700-50A</i>	<i>44</i>
<i>Tabulka 4.5 - Měření zatěžovací charakteristiky M270-35A</i>	<i>44</i>
<i>Tabulka 4.6 - Měření motoru nakrátko M700-50A</i>	<i>48</i>
<i>Tabulka 4.7 - Měření motoru nakrátko M270-35A</i>	<i>48</i>
<i>Tabulka 4.8 - Mechanické ztráty M700-50A</i>	<i>48</i>
<i>Tabulka 4.9 - Mechanické ztráty M270-35A</i>	<i>48</i>
<i>Tabulka 4.10 - Indukované napětí v hlavní fázi</i>	<i>49</i>
<i>Tabulka 4.11 - Výsledné hodnoty prvků náhradního schématu hlavního vinutí</i>	<i>52</i>
<i>Tabulka 4.12 - Hodnoty ztrát v železe a mechanických</i>	<i>53</i>
<i>Tabulka 4.13 - Měření stavu naprázdno M700-50A</i>	<i>53</i>
<i>Tabulka 4.14 - Měření stavu naprázdno M270-35A</i>	<i>53</i>
<i>Tabulka 4.15 - Výpočet výkonových poměrů ze zatěžovací charakteristiky M700-50A</i>	<i>55</i>
<i>Tabulka 4.16 - Výpočet výkonových poměrů ze zatěžovací charakteristiky M270-35A</i>	<i>55</i>
<i>Tabulka 5.1 - Naměřené hodnoty zatěžovací charakteristiky v RMxpřtu</i>	<i>61</i>
<i>Tabulka 5.2 - Analytické výpočty z 2D modelu v Maxwellu</i>	<i>62</i>
<i>Tabulka 5.3 - Naměřené hodnoty zatěžovací charakteristiky v RMxpřtu (lepší plechy)</i>	<i>64</i>
<i>Tabulka 5.4 - Analytické výpočty z 2D modelu v Maxwellu (lepší plechy)</i>	<i>65</i>
<i>Tabulka 5.5 - Výsledky simulace pro prodloužení</i>	<i>67</i>
<i>Tabulka 5.6 - Výsledky simulace pro zvětšení průřezu vodičů</i>	<i>69</i>
<i>Tabulka 5.7 - Výsledky simulace pro prodloužení a větší průřez vodičů</i>	<i>70</i>
<i>Tabulka 5.8 - Výsledky simulace pro stroj s hliníkovou kotvou</i>	<i>72</i>
<i>Tabulka 5.9 - Výsledky simulace pro stroj s měděnou kotvou</i>	<i>72</i>
<i>Tabulka 5.10 - Záběrné momenty jednotlivých kondenzátorů</i>	<i>73</i>
<i>Tabulka 5.11 - Velikosti proudů v jednotlivých vinutích při jiné kapacitě</i>	<i>74</i>

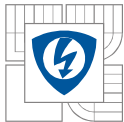


SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

a	(-)	poměr závitů vinutí motoru
B	(T)	magnetická indukce
B_m	(T)	maximální magnetická indukce
B_s	(T)	sousledná magnetická indukce
B_z	(T)	zpětná magnetická indukce
B_0	(T)	výsledná magnetická indukce
C	(μF)	kapacita
$\cos\varphi$	(-)	účinník
$\cos\varphi_0$	(-)	účinník na prázdko
C_p	(μF)	trvale připojený kondenzátor
C_r	(μF)	rozběhový kondenzátor
D_e	(m)	vnější průměr motoru
E	(V)	indukované napětí pomocné fáze
E_h	(V)	indukované napětí hlavní fáze
f	(Hz)	frekvence
f_s	(Hz)	síťová frekvence
H	($A \cdot m^{-1}$)	intenzita magnetického pole
I_c	(A)	proud kondenzátorem
I_{celk}	(A)	výsledný proud vinutích
I_{hl}	(A)	proud hlavního vinutí
I_{pom}	(A)	proud pomocného vinutí
I_{h0}	(A)	proud hlavní fázi naprádko
I_0	(A)	proud naprádko
I_{1kn}	(A)	proud nakrátko
J_{hl}	($A \cdot mm^{-2}$)	proudová hustota hlavního vinutí
J_{pom}	($A \cdot mm^{-2}$)	proudová hustota pomocného vinutí
k	(-)	experimentální konstanta pro návrh kondenzátoru
k_a	(-)	koeficient pro výpočet zvláštních vířivých ztrát
k_{dr}	(-)	činitelem plnění drážky
k_e	(-)	koeficient pro výpočet vířivých ztrát
k_h	(-)	koeficient pro výpočet hysterezních ztrát
k_T	(-)	technologickým činitelem plnění drážky
K_T	(-)	činitel pro výpočet mechanických ztrát
l	(m)	délka vodiče
l_0	(m)	délka magnetického obvodu
L	(H)	indukčnost
M_{mech}	(Nm)	moment mechanický na hřídeli
M_s	(Nm)	sousledný moment
M_v	(Nm)	moment výsledný
M_z	(Nm)	moment zpětný
M_{zab}	(Nm)	záběrný moment
n	(min^{-1})	otáčky



n_n	(min^{-1})	otáčky jmenovité
n_p	(-)	počet paralelních vodičů
n_s	(min^{-1})	otáčky synchronní
n_{vk}	(-)	je počet radiálních ventilačních kanálů
N	(-)	počet závitů
p	(-)	počet pólových dvojic
P	(W)	mechanický výkon na hřídeli motoru
P_{ck}	(W)	příkon nakrátko
P_{h0}	(W)	příkon naprázdno
P_n	(W)	výkon jmenovitý
P_p	(W)	výkon odebíraný ze sítě
P_{pkn}	(W)	příkon nakrátko
P_1	(W)	příkon motoru
P_2	(W)	výkon motoru
P_{1f}	(W)	jednofázový výkon
P_{3f}	(W)	trojfázový výkon
P_{10}	(W)	příkon naprázdno
P_{20}	(W)	výkon naprázdno
P_δ	(W)	výkon přenesen přes vzduchovou mezeru
R	(Ω)	odpor
R_{hFe}	(Ω)	odpor magnetického obvodu vůči hlavnímu vinutí
R_{hk}	(Ω)	proud hlavním vinutím nakrátko
R_{hl}	(Ω)	odpor hlavního vinutí
R_{pom}	(Ω)	odpor pomocného vinutí
R_{rh}	(Ω)	odpor rotoru vůči hlavnímu vinutí statoru
R_{sh}	(Ω)	odpor hlavního vinutí statoru
s	(-)	skluz
S	(mm^2)	průřez vodiče
S_d	(mm^2)	plocha drážky
S_v	(mm^2)	průřez vodiče
t	(s)	čas
U	(V)	napětí
U_n	(V)	jmenovité napětí
U_k	(V)	napětí nakrátko
U_p	(V)	napětí pomocné fáze
U_0	(V)	napětí naprázdno
U_{In}	(V)	jmenovité napětí stroje
V_d	(-)	počet vodičů v drážce
X_{mm}	(Ω)	výsledná magnetizační reaktance
X_{mm1}	(Ω)	magnetizační reaktance
X_{mm2}	(Ω)	magnetizační reaktance
X_{rh}	(Ω)	reaktance rotoru vůči hlavnímu vinutí
X_{sh}	(Ω)	reaktance hlavního vinutí statoru



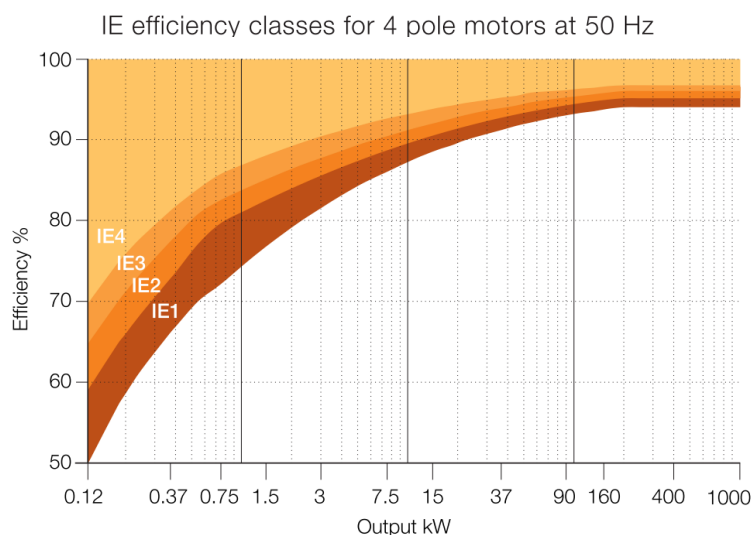
β	(-)	konstanta přepočtu pro zachování stejného parametrů stroje
δ	(-)	proudová hustota v rotorové kleci
ΔP_{celk}	(W)	celkové ztráty v motoru
ΔP_{J1}	(W)	Joulovy ztráty ve vinutí statoru
ΔP_{Fe}	(W)	ztráty v magnetickém obvodu statoru i rotoru
ΔP_d	(W)	ztráty dodatečné (přídavné)
ΔP_{J2}	(W)	Joulovy ztráty ve vinutí rotoru
ΔP_{mec}	(W)	ztráty mechanické
$\Delta P_{přid}$	(W)	přídavné ztráty
ΔT	(K)	oteplení
η	(-)	účinnost stroje
ϑ	(°C)	teplota
λ	(-)	konstanta přepočtu pro zachování stejného parametrů stroje
ν	(-)	konstanta přepočtu pro zachování stejného parametrů stroje
ρ	($\Omega \text{ mm}^2 \text{ m}^{-1}$)	měrný elektrický odpor
σ	(-)	konstanta přepočtu pro zachování stejného parametrů stroje
φ_{hl}	(°)	fáze proudu v hlavním vinutí
φ_{pom}	(°)	fáze proudu v pomocném vinutí
φ_{celk}	(°)	výsledná fáze proudu vinutích
φ_{0celk}	(°)	celkový fázový posun naprázdno
ω	(rad^{-1})	úhlová rychlost
ω_n	(rad^{-1})	úhlová rychlost jmenovitá

1 ÚVOD

Samotný název Diplomové práce, Ztráty jednofázového asynchronního motoru s trvale připojeným kondenzátorem, poukazuje na problematiku, kterou se bude tento projekt zabývat. Jedná se o zvyšování účinnosti daného stroje. Zvyšování účinnosti je prováděno z několika důležitých skutečností. Kupříkladu jedním z nejdůležitějších důvodů, je zpřísnění předpisů Evropské Unie s pomocí Mezinárodní Elektrotechnické Komise IEC (International Electrotechnical Commission). Předpisy se týkají efektivnosti přeměny elektrické energie na mechanickou. Tato norma se nazývá IEC 60034-30-1 Standard on efficiency classes for low voltage AC motors, příklad tříd účinnosti jsou vyobrazeny na *Obrázek 1.1*. Bez dodržování těchto norem by motorkářské firmy nemohly distribuovat nové stroje.

Tabulka 1.1 - Účinnostní třídy

IE1	IE2	IE3	IE4
Standard Efficiency	High Efficiency	Premium Efficiency	Super-Premium Effic.
standartní účinnost	zvýšená účinnost	vysoká účinnost	velmi vysoká účinn.



Obrázek 1.1 - Účinnostní třídy dle IEC 60034-30-1 [34]

Dalším důvodem, pro zvyšování účinnosti je napájení pohonů zdroji, které mají omezenou kapacitu (baterie). Tím se zvýší celková doba užitelnosti systému. Jednofázové asynchronní motory patří k nejvíce používaným strojům v domácnostech, z toho důvodu je kladen důraz na spotřebu elektrické energie.

Samotná Diplomová práce bude obsahovat seznámení s konstrukcí a principem funkce jednofázového asynchronního motoru. Jedním z nejdůležitějších úkolů pro návrháře je správné zvolení velikosti prvku pro rozběh, v našem případě kondenzátoru. Dále se práce bude zabývat způsobem analýzy ztrát, která bude prováděna měřením motoru na dynamometru. Pro tuto práci bylo zvoleno měření nakrátko, naprázdno a při zatížení motoru. Z měření se pomocí výpočtu vyčíslí jednotlivé ztráty, které se budou v diplomové práci porovnávat s modifikovanými motory. V diplomové práci zahrnu výčet možných modifikací pro zvýšení účinnosti, jejich technické provedení a předpokládané změny parametrů. Aby bylo zřejmé, jaké inovace budou pro náš motor přínosné, bude vytvořen model v simulačním programu *ANSYS Maxwell*. Na modelu bude simulováno měření stroje a aplikace daných modifikací pro snížení ztrát. Následně porovnáme výsledky naměřené na reálných motorech, vypočtené analyticky pomocí *RMxpřtu* a vypočtené metodou konečných prvků.

2 KONSTRUKCE A PRINCIP FUNKCE JEDNOFÁZOVÝCH ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ

Jednofázové asynchronní motory se používají v domácích a zřídka i v průmyslových spotřebičích do 1 kW, jako je například sekačka na trávu, čerpadla, ventilátory, pračky a podobné zařízení, u kterých není nutné měnit otáčky během provozu.

Pro velké stroje se jednofázový asynchronní motor nehodí, protože by docházelo k nerovnoměrnému rozložení zatížení v trojfázových soustavách. Výhodou jednofázových pohonů je skutečnost, že lze stroj napájet pouze jednofázovou rozvodnou sítí.

2.1 Princip funkce jednofázových asynchronních motorů

Vysvětlení principu funkce jednofázového asynchronního motoru v porovnání s motorem třífázovým je o něco náročnější na pochopení.

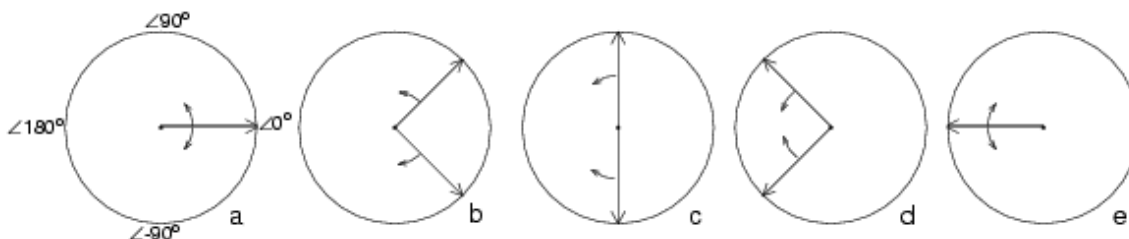
2.1.1 Rozběh jednofázového asynchronního motoru

Oproti třífázovému provedení stroje je rozběh mnohem složitějším a komplikovanějším dějem. Důvodem je fakt, že v jednofázovém stroji nevzniká točivé pole, jako tomu je u třífázových asynchronních motorů, nýbrž pole pulzující. Tím nám vzniká problém vytvoření záběrného momentu při rozbíhání stroje.

Z názvu pulzující elektromagnetické pole lze odvodit, že se v poli nebude vektor energie otáčet, nýbrž pulzovat. To způsobuje, že rotor nelze roztočit pouhou silou pulzování, ale je zapotřebí nějaké další síly. V praxi to znamená, že lze rotor motoru roztočit v požadovaném směru mechanickým pulzem, nebo energií, která z pole pulzujícího vytvoří pole eliptické.

Eliptické pole má tu vlastnost, že vytvoří nestejný záběrný moment v jednotlivých částech rotoru a tím se roztočí. Po mechanickém pulzu, nebo po působení rozběhové energie, které způsobí roztočení přibližně na 20-40% otáček jmenovitých se motor rozběhne ($M > 0$) ve směru mechanického roztočení na otáčky jmenovité. Vytvoření točivého eliptického pole lze realizovat minimálně soustavou dvou fází (vinutí) kterými protékají dva proudy vzájemně fázově posunuté.

Nejčastěji se vzájemné fázové posunutí realizuje obvodovým prvkem, který způsobuje fázový posun proudu. Prvek se zapojí k pomocnému vinutí, které má proud fázově pootočen vůči vinutí hlavnímu. Obvodové prvky používané pro rozběh mohou mít kapacitní, induktivní, ale i odporový charakter, tím je způsoben fázový posun proudu a vytvoří se elektromagnetické pole eliptické. [6]

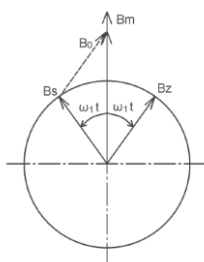


Obrázek 2.1 - Rotace vektorů dvou točivých polí protisměrně [11]

2.1.2 Vznik pulzujícího magnetického pole

Pulsující pole je možno rozložit na součet dvou otáčivých magnetických polí, která jsou symetrická a otáčejí se ve směru proti sobě stejnou (synchronní) úhlovou rychlostí ω_l a se stejným fázovým posunem vůči sobě. Natočení obou fází magnetického pole jak sousledného B_s , tak zpětného B_z se vektorově sčítá (superponuje) a tím vzniká výsledné magnetické pole B_0 . Celková maximální hodnota dosahuje dvojnásobku amplitudy jednoho (zpětného B_z nebo sousledného B_s) magnetického pole. Vektory magnetické indukce, které se vyskytují v horizontální poloze, budou od sebe navzájem odečteny a výsledná velikost magnetického pole bude nulová. [7]

$$B_0 = 2 \cdot \frac{B_m}{2} \cdot \cos \omega t \quad (T) \quad (1)$$



Obrázek 2.2 - Pulzující magnetické pole, vektory [7]

2.1.3 Rychlost otáčení a skluz jednofázového asynchronního motoru

Otáčky jednofázového asynchronního motoru lze vypočítat stejným způsobem jako u třífázového typu motoru. Rychlost otáčení v otáčkách za minutu n_s závisí na síťové frekvenci f_s a na počtu pólových dvojic p statorového vinutí.

$$n_s = \frac{60 \cdot f_s}{p} \quad (2)$$

Skluzem s je míněno opoždění mechanicky se točícího rotoru otáčkami n proti točivému poli statoru točícího otáčkami n_s . Toto opoždění proti točivému poli způsobuje silové působení a tím i záběrný moment. Proto je skluz nedílnou součástí asynchronního motoru.

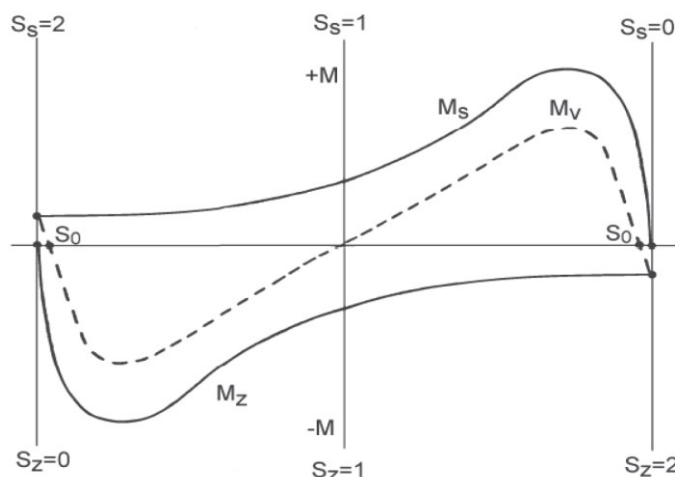
$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 \quad (3)$$

Z toho vyplývá, že otáčky rotoru asynchronního motoru jsou menší. Skluz roste se zátěžným momentem a po přesáhnutí jisté meze skluz naroste natolik, že se motor začne značně zahřívat a účinnost klesá. [12]

2.1.4 Momentová charakteristika jednofázového asynchronního motoru

Charakteristika se liší od třífázových asynchronních motorů tak, že jednofázový motor bez pomocné fáze nevytváří žádný záběrný moment. Připojením kondenzátoru docílíme vytvoření záběrného motoru pro rozběh.

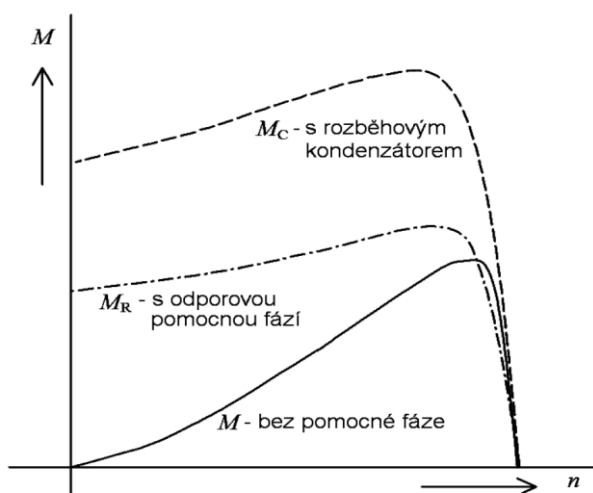
Obě magnetická pole udaná na *Obrázek 2.1* (sousedné a zpětné) indukují ve vinutí rotoru proudy. Vzájemným působením magnetického pole statoru a proudů rotoru se pak vytvářejí momenty M_s a M_z působící proti sobě. Výsledný moment motoru je dán součtem momentových charakteristik obou složek.



Obrázek 2.3 - Momentová charakteristika dvou inverzních točivých polí [12]

Z momentových charakteristik je patrné, že motor nevytváří žádný záběrný moment. To opět potvrzuje tvrzení, že jednofázový asynchronní motor lze roztočit pouze vnějším impulsem. Roztočíme-li motor v jednom nebo druhém směru, jsou momenty od zpětné složky menší než od sousledné.

V případě asynchronního motoru s odporovou pomocnou fází, nebo s rozběhovým kondenzátorem, má momentová charakteristika počáteční záběrný moment nenulový. [12]

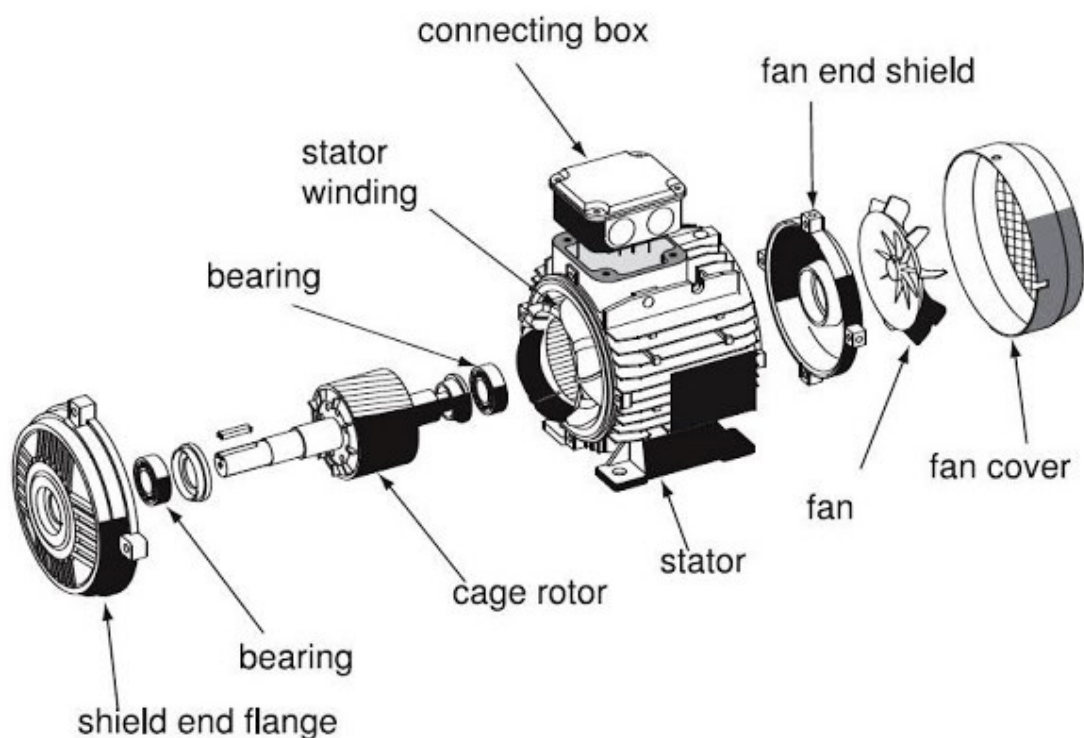


Obrázek 2.4 - I_f ASM s odporovou pomocnou fází a s rozběhovým kondenzátorem [12]

2.2 Konstrukce jednofázových asynchronních motorů

Konstrukce jednofázových asynchronních motorů je obdobná v některých případech i totožná, jako u třífázových asynchronních motorů. Hlavními součásti je točivý rotor s hřídelí a stator uložen v kovovém odlitku sloužícím jako kostra motoru. Dále pro správnou funkci motor potřebuje dva ložiskové štíty a dvě ložiska, pro stranu zátěže a pro odvrácenou stranu zátěže. Ložiska v ložiskových štítech unáší rotor. Další důležitou součástí je ventilátor s krytem sloužící pro axiální chlazení stroje. Na svorkovnici jsou vyvedeny začátky a konce jednotlivých statorových vinutí, pro jednoduchost připojení rozběhového prvku k pomocnému vinutí.

Nedílnou součástí pro rozběh je využití části vinutí jako pomocného, ke kterému se připojuje další prvek obvodu (R , L , C), pro dosažení fázového posunu proudu v pomocném vinutí. Fázový posun proudu vytvoří záběrný moment a motor je schopen roztočení a výkonu práce.



Obrázek 2.5 - Asynchronní stroj s kotvou nakrátko [10]

2.2.1 Konstrukce statoru

Stator jednofázového asynchronního motoru je tvořen statorovými plechy navzájem izolovanými. Plechy se používají z důvodu omezení ztrát způsobených vířivými proudy. Plechy jsou takového tvaru, aby se efektivně využívaly jako magnetický obvod pro energii vytvořenou vinutím. Energie následně putuje přes vzduchovou mezeru do rotoru. Proto se klade ve vnitřním průměru plechu důraz na velkou přesnost při ražení statorových plechů.

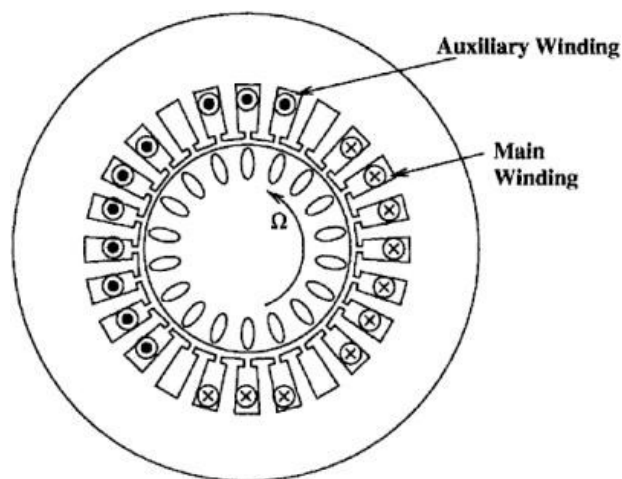
Dále jsou v plechách vyraženy drážky pro vinutí. Počet drážek je vždy číslo, které je dělitelné třemi. Vinutí se vkládá do drážek, které jsou vypolstrovány a odizolovány ochrannými vložkami z důvodu mechanického poškození izolace o plechy. Tyto destruktivní vlivy by měli za následek mezizávitový zkrat nebo dokonce přerušení vinutí. To lze diagnostikovat jako zničený motor.

Statorové vinutí je obdobné, někdy i totožné, jako u motorů třífázových. Rozdíl oproti třífázovým asynchronním motorům je, že jednofázové asynchronní motory využívají dvě třetiny statorových drážek pro hlavní práci, v nichž je uloženo hlavní vinutí a zbylou jednu třetinu statorových drážek pro pomocné vinutí, které stroj využívá pro vytvoření záběrného momentu pro rozběh.



Stator Windings Partially Completed

Obrázek 2.6 – Tvorba statorového svazku [10]

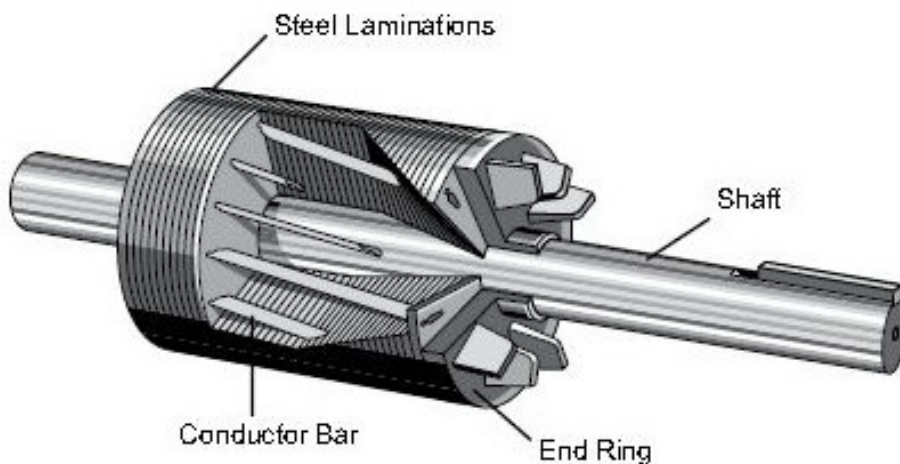


Obrázek 2.7 - Hlavní a pomocné vinutí [13]

2.2.2 Konstrukce rotoru

Rotor jednofázového asynchronního motoru se skládá z hřídele, na které jsou nalisovány navzájem izolované plechy, z důvodu omezení ztrát vířivými proudy. V plechách jsou vyraženy drážky, do kterých je vstříknut tekutý hliník, ten vytvoří rotorové tyče a čela rotorových tyčí. Tomuto celku se říká rotorová klec. Do drážek je možno vkládat přídavný materiál jako jsou kupříkladu měděné či mosazné tyče, které jsou na koncích spojeny zkratovacími kruhy. Po vytvoření klece se hotový rotor frézuje pro odstranění excentricit a vyvážení. Čím větší je přesnost výroby rotoru, tím menší může být vzduchová mezera, ve které vznikají velké ztráty přestupem energie. Z toho důvodu je na přesnost kladen velký důraz.

Rotor jednofázového motoru je vždy klecového původu. Provedení s vinutou kotvou je teoreticky možné, ale v praxi nemá význam. Jednofázové motory se vyrábějí o výkonech do 1 kW, a tudíž není nutné se starat o snížení záběrného proudu, což je hlavní účel kroužkové kotvy. [14]



Obrázek 2.8 - Klecový typ rotoru [10]

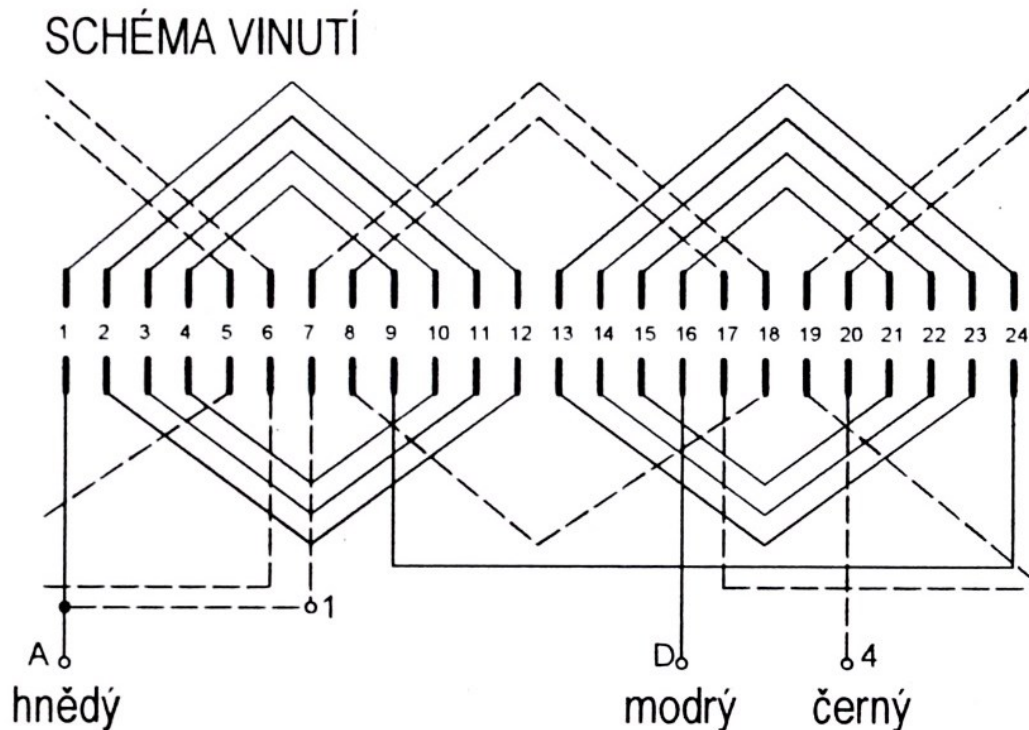
2.2.3 Vinutí jednofázového asynchronního motoru s pomocnou fází

Navinout jednofázový motor lze realizovat dvěma způsoby. První možností je, že jej vyrobíme ze třífázového asynchronního motoru vhodným zapojením příslušných fází. Dvě fáze se zapojí paralelně a třetí poslouží pro rozběh. Jinou variantou, jak získat jednofázový motor je navrhnout jej s rozměry třífázového a dále postupovat klasicky podle návrhu pro jednofázový motor. [4]

Hlavní vinutí jednofázového motoru je uloženo do $2/3$ z celkového počtu drážek na statoru. U motorů bez pomocné impedance se nechává zbylá $1/3$ drážek volná. Při použití rozběhového vinutí je právě tato $1/3$ vyplněna vinutím pomocným, což představuje polovinu prostoru drážek hlavního vinutí. [12]

Při konstruování jednofázových motorů se obvykle používají soustředná jednofázová vinutí, použít však lze také vinutí se stejnými cívkami. U soustředného vinutí jsou čela krátká a nachází se v jedné poloze. Naproti tomu u vinutí se stejnými cívkami dochází ke křížení vodičů. Hlavní vinutí může být v samostatných drážkách statoru, stejně tak i rozběhové. Z důvodu lepšího rozložení pole ve vzduchové mezeře, které by se blížilo funkci sinus, je však výhodnější rozdělit počty vodičů hlavního vinutí do drážek tak, aby nevyplňovaly zcela všechny drážky, ale pouze některé. Zbytek prostoru drážek hlavního vinutí se vyplní vodiči rozběhového vinutí. [4]

Jako vodič, ze kterého jsou navinuta obě vinutí, se používá smaltovaný měděný drát. Rozběhové vinutí bývá tvořeno zpravidla vodičem menšího průřezu oproti vinutí hlavnímu. Při chodu naprázdno může dojít k přetížení pomocného vinutí z důvodu zvýšení proudu v tomto vinutí zapříčiněného mechanickým odlehčením rotoru. [5]



Obrázek 2.9 - Běžné provedení vinutí jednofázového asynchronního motoru

2.2.4 Typy připojení prvků pro rozběh

Dnes se jednofázové motory vyrábí výhradně s pomocným rozběhovým vinutím a rozbíhají se jako dvoufázové. Pomocná fáze má kapacitní, odporový, nebo induktivní charakter, aby vznikl potřebný fázový posun mezi pólem hlavní a pomocné fáze. Po rozběhu se pomocná fáze zpravidla odpojí (nejčastěji odstředivým vypínačem). Na síť je možno připojit motor do výkonu asi 500 W . Reverzaci provádíme záměnou přívodu u pomocné fáze. [14]

Pomocné vinutí je paralelně připojeno k vinutí hlavnímu. Do série s pomocným vinutím se připojuje rozběhový prvek.

- Rozběh s odporovým pomocným vinutím

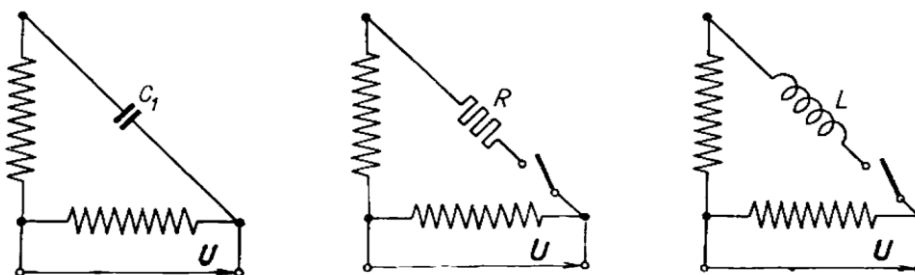
Odporové pomocné vinutí se realizuje již při výrobě. Pomocné vinutí je navinuto drátem, který má menší vodivost, než drát vinutý v hlavní vinutí. Realizuje se to kupříkladu mosazným vodičem. Nebo lze použít větší počet závitů, z nichž poslední jsou navinuty v opačném směru, aby buzení cívky zůstalo nezměněno. Samotné zmenšení průměru není vhodné, neboť znamená zmenšení tepelné kapacity vinutí. [14]

- Rozběh s indukčností připojenou do pomocného vinutí

Jak již bylo zmíněno výše, rozběhový prvek se připojuje do série k pomocnému vinutí. Indukčnost se nejčastěji odpojuje po rozběhu na požadované otáčky pomocí odstředivého vypínače. Rozběh s trvale připojenou indukčností se nepoužívá z důvodu umělého navyšování jalové složky motoru a to je pro používání nežádoucí.

- Rozběh s kapacitou v pomocném vinutí

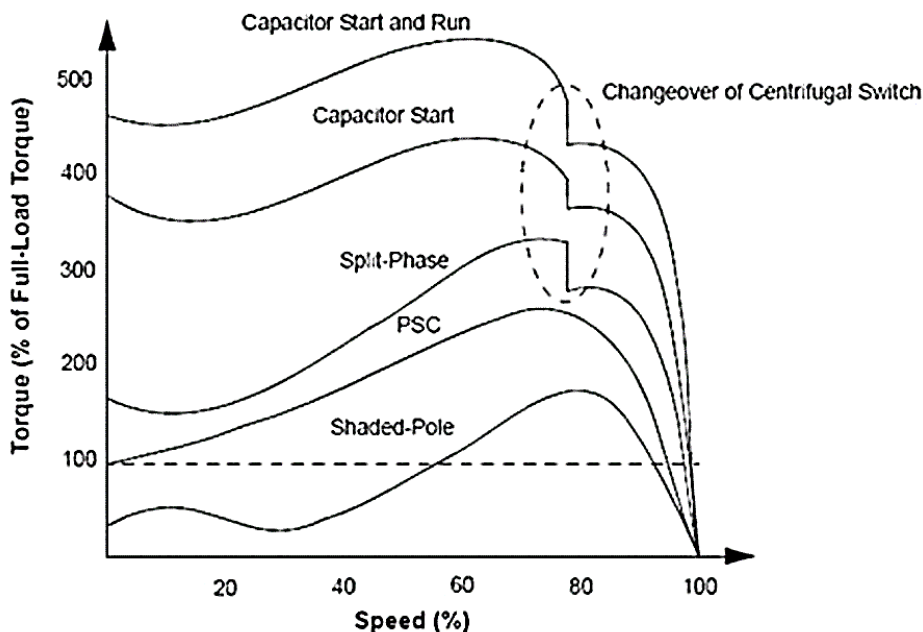
Připojením rozběhového kondenzátoru do pomocného vinutí je nejefektivnější způsob rozbíhání. Často se používají odpínače kondenzátoru po rozběhu, aby nebylo vinutí spáleno z důvodu velké kapacity. O motoru s trvale připojeným kondenzátorem pojednává tato práce. Použitím trvale připojeného kondenzátoru bez rozběhového kondenzátoru vzniká problém zvolení správné hodnoty kondenzátoru. Správnou hodnotou docílíme velký záběrný moment a zároveň nebudeme přetěžovat pomocné vinutí při běhu.



Obrázek 2.10 - Druhy rozběhu jednofázového asynchronního motoru [5]

Druhy připojení rozběhového prvku k pomocnému vinutí jednofázového asynchronního motoru. Zleva, s trvale připojeným kondenzátorem, s odporovým rozběhem a s rozběhovou tlumivkou. [5]

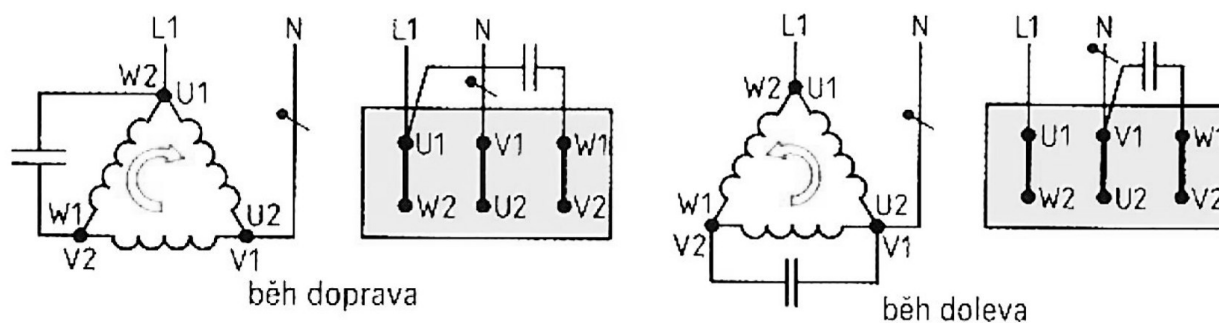
Zde jsou vyobrazeny jednotlivé typy startování jednofázových asynchronních motorů používaných na různých typech zátěže, na momentových charakteristikách je možné vidět, pro jakou aplikaci se bude motor využívat. Některé typy jsou s odpínačem rozběhového prvku, jiné mají rozběhový element permanentně připojen. (PSC – Permanent Split Capacitor)



Obrázek 2.11 - Momentové charakteristiky jednotlivých typů rozběhu [15]

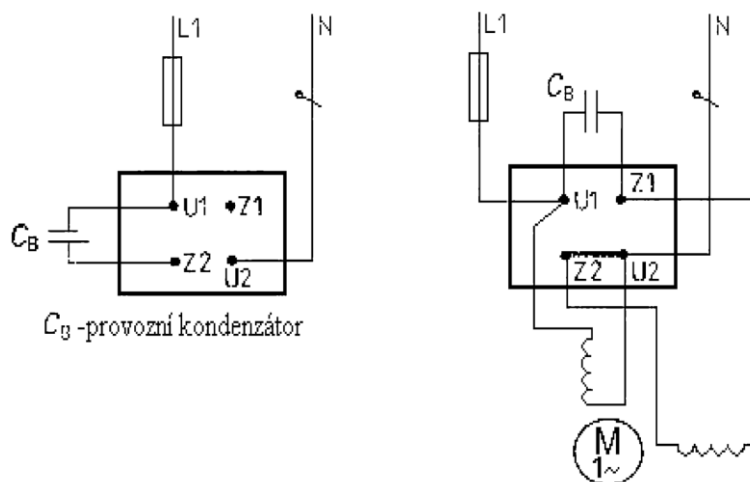
2.2.5 Permanentně připojený kondenzátor

Pro permanentní připojení rozběhového kondenzátoru k jednofázově napájenému třífázovému asynchronnímu motoru se používá takzvané Stainmetzovo zapojení. Jedná se o zapojení cívek do trojúhelníka, s tím že jedna vybraná cívka se bude chovat jako pomocné vinutí a zbylé dvě jako vinutí hlavní. Do pomocného vinutí se připojí kondenzátor. Vhodnou volbou pomocného vinutí lze jednoduše určit, na kterou stranu se bude motor točit.



Obrázek 2.12 - Stainmetzovo zapojení kondenzátoru pro rozběh [14]

Pro permanentní připojení rozběhového kondenzátoru k jednofázovému asynchronnímu motoru běžně napájenému se používá níže vyobrazené připojení, pro obousměrný běh. (vlevo běh doleva, vpravo běh doprava)



Obrázek 2.13 - Připojení kondenzátoru pro rozběh [16]

Nejjednodušší určení velikosti kondenzátoru C (μF) vychází z empirických vzorců a bude závislá na velikosti napájecího napětí U (V), jeho frekvenci f (Hz) a výkonu trojfázového P_{3f} nebo jednofázového motoru P_{1f} (kW). Využívá se konstanty k , která byla experimentálně zjištěna u daných typů motoru, je závislá na napětí sítě.

($k=25$ pro $U=400V$; $k=68$ pro $U=230V$; $k=200$ pro $U=110V$)

Pro výpočet kapacity třífázového asynchronního motoru, který hodláme používat jako jednofázový, platí tento empirický vzorec:

$$C = 0,29 \cdot k \cdot P_{3f} \quad (4)$$

Pokud je motor navinut jako jednofázový asynchronní klasickým vinutím, pro výpočet kapacity kondenzátoru platí tento empirický vzorec:

$$C = 35 \cdot P_{1f} \quad (5)$$

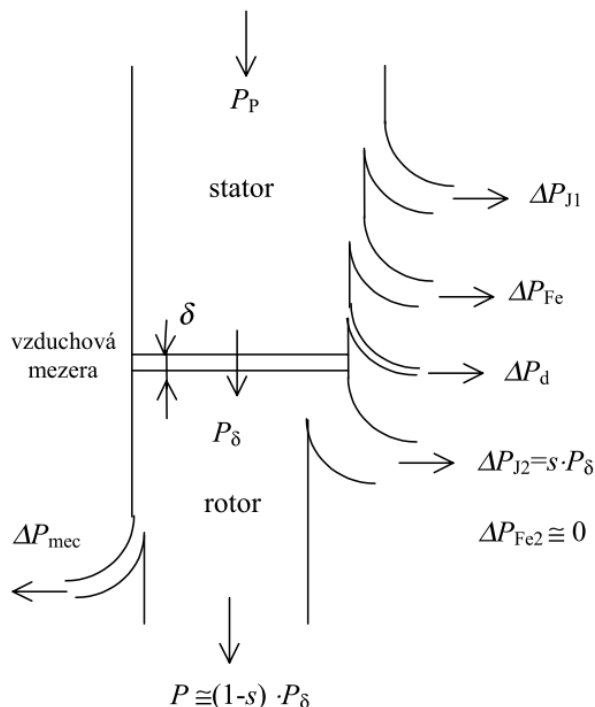
Experimentálně sestavená tabulka se pro návrh kondenzátoru téměř shoduje s výše uvedeným vzorcem. [12]

Tabulka 2.1 - Empirická tabulka kapacit kondenzátorů pro různé výkony strojů [17]

Výkon motoru P (W)	Rozběhový kondenzátor C_r (μF)	Trvale připojený kondenzátor C_p (μF)
100-200	8-10	5-8
200-300	10-16	8-12
300-500	16-24	10-16
500-750	25-40	16-25
750-1000	40-51	25-35

2.3 Výpočet účinnosti jednofázového asynchronního motoru

Účinnost jednofázového asynchronního motoru je obdobná jako u třífázového provedení stroje, s tím rozdílem, že je nutné započítat ztráty v prvku pomocného vinutí pro rozběh.



Obrázek 2.14 - Diagram ztrátových poměrů ve stroji [18]

Mechanický výkon P jednofázového asynchronního motoru je dán rozdílem jeho příkonu P_p a veškerých ztrát v něm vznikajících ΔP_{celk} .

$$P = P_p - \Delta P_{J1} - \Delta P_{Fe} - \Delta P_d - \Delta P_{J2} - \Delta P_{mec} = P_p - \Delta P_{celk} \quad (6)$$

P – mechanický výkon na hřídeli motoru

P_p – příkon motoru, tj. elektrický výkon odebíraný motorem ze sítě

ΔP_{celk} – celkové ztráty v motoru dané součtem dílčích ztrát

ΔP_{J1} – joulové ztráty ve vinutí statoru

ΔP_{Fe} – ztráty v magnetickém obvodu statoru i rotoru

ΔP_d – ztráty dodatečné (přídavné) – vířivými proudy v rotoru a statoru, na povrchu statoru a rotoru, tepavé v zubech statoru a rotoru (PETROV Elektrické stroje 2)

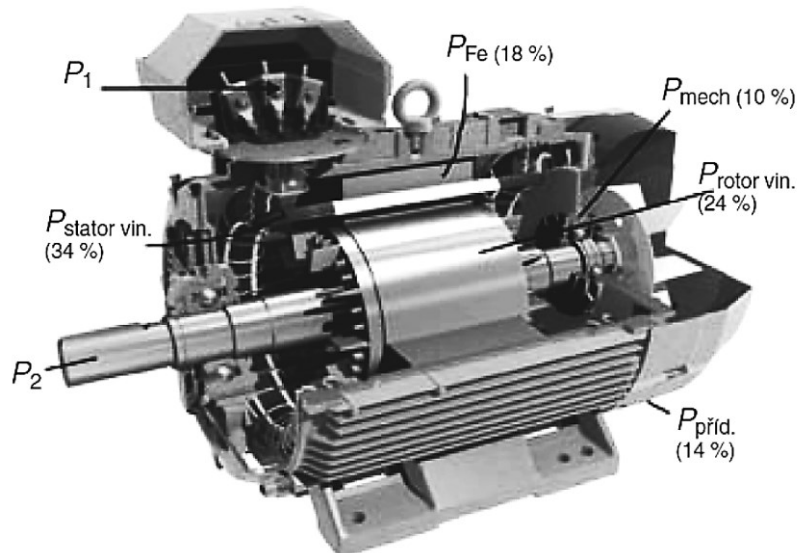
ΔP_{J2} – joulové ztráty ve vinutí rotoru

ΔP_{mec} – ztráty mechanické (tření rotoru o vzduch, tření v ložiskách, ventilační ztráty)

P_δ – výkon přenesen přes vzduchovou mezuru

Čerpáno ze zdroje [18].

Největší část ztrát v asynchronním motoru je způsobena statorovým vinutím, dále následují ztráty v rotorovém vinutí a ztráty v železe. Ztráty dodatečné a mechanické mají nejmenší podíl na ztrátách výkonu motoru. [9]



Obrázek 2.15 - Procentuální rozložení ztrát v malém motoru [19]

Procentuální rozložení ztrát se mění také s výkonem motoru, některé ztráty převládají ve stroji o nízkém výkonu jiné zase ve stroji o výkonu velkém. Kupříkladu je to zřejmé v porovnání statorové Joulovy ztráty (vysoké ve strojích o nízkém výkonu a nízké ve strojích o vysokém výkonu) versus dodatečné ztráty (zde je tomu naopak).

2.3.1 Ztráty ve vinutí statoru a rotoru

Ztrát ve vinutí jsou nazývané ztrátami Joulovými. Ztráty reprezentují, jak velké množství energie se přemění na ztrátovou tepelnou energii, kterou je nutno vychladit, aby nedošlo k přehřátí vinutí. Ztráty se zvyšují s velikostí zatížení motoru. Ztráty závisí na vnitřním odporu vinutí (materiál, průřez a délka), odebíraném proudu ze sítě, velikosti motoru a objemu rotorové klece.

Elektrické ztráty ve všech fázích vinutí statoru [22]:

$$P_{J1} = R_{hl} \cdot I_{hl}^2 + R_{pom} \cdot I_{pom}^2 \quad (7)$$

Elektrické ztráty v klecovém rotoru a výkon přes vzduchovou mezeru se vypočte [21]:

$$\Delta P_{J2} = (P_1 - \Delta P_{J1} - \Delta P_{Fe}) \cdot s = P_{\delta} \cdot s \quad (8)$$

$$P_{\delta} = M \cdot \omega_1 = M \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_1}{p} = M \cdot 2 \cdot \pi \cdot n_1$$

2.3.2 Ztráty v magnetickém obvodu (ztráty v železe)

Ztráty v magnetickém obvodu jsou často nazývané ztrátami v železe stroje. Ztráty způsobují vířivé proudy a hysterezní ztráty. Tyto ztráty mají závislost na velikost procházejícího proudu, jeho frekvenci a sycení magnetického obvodu. Ztráty se měří při stavu naprázdno.

Hysterezní ztráty se často označují jako ztráty přemagnetováním. Ztráty vznikají přemagnetováním magneticky měkkého materiálu. Hodnoty magnetické indukce se vlivem intenzity magnetického pole během přemagnetování pohybují po hysterezní smyčce. Hysterezní smyčka není přímková závislost (Oproti magneticky tvrdým materiálům je průběh téměř přímkový.), proto v našem případě nelze zanedbat ztráty. Hysterezní ztráty jsou úměrné kvalitě materiálu (ploše hysterezní smyčky).

Ztráty vířivými proudy vznikají v každém vodivém materiálu. V materiálu se vytvoří miniaturní smyčky, do kterých se indukuje napětí úměrné časové změně toku. Toto naindukované napětí způsobí průchod vířivých proudů a snižuje užitečnou hodnotu sycení železa.

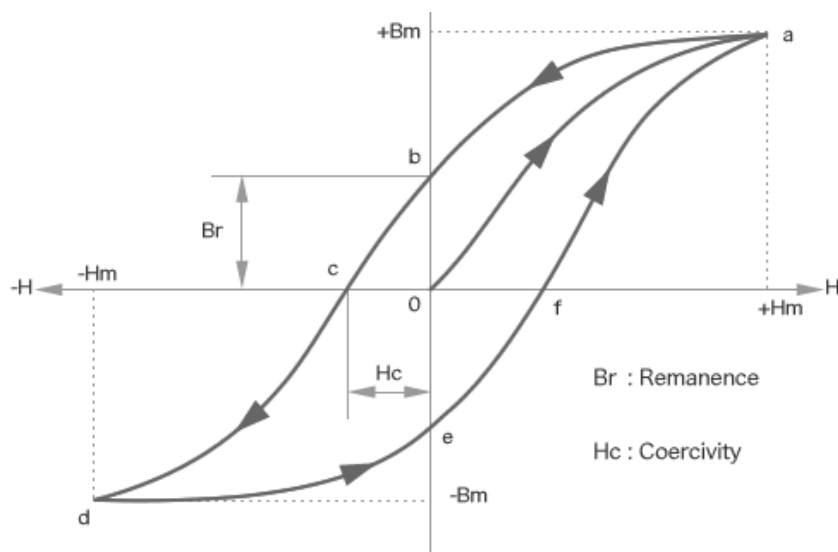
Klasický empirický výpočet pro magnetické ztráty je založen na údajích o měrných ztrátách v železe (W/kg) podle výrobce, které jsou téměř vždy pro sinusové hodnoty indukce. Celkové ztráty v železe se rovnají [22]:

$$P_{Fe} = k_h \cdot f \cdot B^\alpha + k_e \cdot f^2 \cdot B^2 + k_a \cdot f \cdot B^{3/2} \quad (9)$$

Kde k_h je koeficient pro výpočet hysterezních ztrát, k_e je koeficient pro výpočet vířivých ztrát a k_a je koeficient pro výpočet zvláštních vířivých ztrát. Koeficient α se běžně nastavuje na hodnotu $\alpha = 2$ a ignorují se ztráty zvláštní vířivé. Pak lze o ztrátách v železe napsat [22]:

$$P_{Fe} = f^2 \cdot B^2 \cdot \left(\frac{k_h}{f} + k_e \right) \quad (10)$$

Velikost ztrát přemagnetováním je dána velikostí plochy magnetizační křivky materiálu, z kterého jsou vytvořeny plechy magnetického obvodu motoru.



Obrázek 2.16 - Magnetizační křivka feromagnetika [36]

2.3.3 Dodatečné ztráty

Dodatečné ztráty, nebo také jinak přídavné ztráty. Tyto ztráty jsou velmi těžko měřitelné a zjistit jejich původ je ještě složitější, proto je těmto ztrátám věnováno hodně studií a praktických měření. Popisují se přirovnáním k dodatečnému výkonu, který je zmařen v motoru po odečtení Joulových ztrát ve vinutí, ztrát vzniklých v magnetickém obvodu a ztrát mechanických.

Z Obrázku 3.6 – Poměry ztrát závislé na velikosti motoru je vidět, že se dodatečné ztráty více projevují u stroje o větším výkonu. Hlavní příčinou těchto ztrát jsou vyšší harmonické magnetického napětí. Důsledkem těchto ztrát může být vibrování motoru. [9]

Dříve se udávala hodnota těchto ztrát 0,5-2% v poměru k příkonu motoru. V dnešních dobách je hodnota dodatečných ztrát používaná dle individuálních výsledků měření. [23]

Více informací o těchto ztrátách naleznete v materiálu obsahující analýzu těchto ztrát.

2.3.4 Mechanické ztráty

Do mechanických ztrát se zahrnují ztráty vzniklé ventilací a ztráty vzniklé třením v obou ložiskách. Ztráty v této kategorii vznikají výhradně pohybem rotoru. Vliv na ztráty má velikost motoru a počet pólů. [20]

Ztráty třením v ložiskách a ventilační ztráty v motorech s radiální ventilací bez radiálních ventilačních kanálů, s rotorem nakrátko a ventilačními lopatkami na kruzích nakrátko jsou [8]:

$$\Delta P_{mec} \approx K_T \left(\frac{n}{1000} \right)^2 \cdot (10D)^3 \quad (11)$$

U motorů s vnějším průměrem $D_e \leq 0,25 \text{ m}$ je činitel $K_T = 5$ - pro dvoupólové stroje; $K_T = 6$ - pro čtyřpólové stroje a více pólů.

U motorů s vnějším průměrem $D_e > 0,25 \text{ m}$ je činitel $K_T = 6$ - pro dvoupólové stroje; $K_T = 7$ - pro čtyřpólové stroje a více pólů. Pro mechanické ztráty motorů s vnějším ofukováním ($0,1 \leq D_e \leq 0,5$) m platí [8]:

$$\Delta P_{mec} = K_T \left(\frac{n}{10} \right)^2 \cdot D_e^4 \quad (12)$$

$K_T = 1$ - pro dvoupólové stroje; $K_T = 1,3(1 - D_e)$ - pro čtyřpólové stroje a více pólů. Pro mechanické ztráty u motorů s radiální ventilací středního a velkého výkonu platí [8]:

$$\Delta P_{mec} = 1,2 \cdot 2 \cdot p \cdot t_p^3 \cdot (n_{vk} + 11) \cdot 10^3 \quad (13)$$

Kde n_{vk} je počet radiálních ventilačních kanálů, jestliže kanály nejsou, tak $n_{vk} = 0$.

Pro mechanické ztráty u motorů s axiální ventilací platí [8]:

$$\Delta P_{mec} \approx K_T \left(\frac{n}{1000} \right)^2 \cdot (10D_v)^3 \quad (14)$$

Kde D_v je vnější průměr ventilátoru, ve většině konstrukcí je možné uvažovat $D_v \approx D_e$.

$K_T = 2,9$ - pro motory s $D_e \leq 2,25$ m; $K_T = 3,6$ - pro motory s $D_e = 2,25$ až $0,5$ m

Pro mechanické ztráty u motorů velkého výkonu ($0,5 < D_e < 0,9$) m platí [8]:

$$\Delta P_{mec} = K_T \cdot (10 \cdot D_e)^3 \quad (15)$$

Tabulka 2.2 - Hodnoty činitele K_T pro motory velkého výkonu

2p	2	4	6	8	10	12
K_T	3,65	1,5	0,7	0,35	0,2	0,2

2.3.5 Příkon motoru

Příkon je dán velikostí výkonu stroje, ke kterému jsou přičteny hodnoty veškerých ztrát vznikajících v motoru. Příkon závisí na velikosti proudu a napájecího napětí, dopad má i účinník [18].

$$P_p = P + \Delta P_{celk} = P + \Delta P_{J1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_d + \Delta P_{J2} + \Delta P_{mec} \quad (16)$$

2.3.6 Účinnost motoru

Účinnost asynchronních motorů reprezentuje efektivnost přeměny elektrické energie na mechanickou. Výkon motoru je označován P , pro příkon je používáno označení P_p a účinnost je η [9].

$$\eta = \frac{P}{P_p} = \frac{P}{P + \Delta P_{celk}} \quad (17)$$

2.3.7 Moment motoru

Mechanický moment na hřídeli závisí na jmenovitém výkonu stroje P_n a na aktuálních otáčkách rotoru n . [9]

$$M_{mec} = \frac{P_n}{\omega} = \frac{P_n}{\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60}} = \frac{30 \cdot P_n}{\pi \cdot n} \quad (18)$$

3 MOŽNOSTI SNÍŽENÍ ZTRÁT JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Typ snižování ztrát asynchronních motorů se dělí do dvou skupin podle toho, zdali je zapotřebí navýšit náklady na výrobu účinnějšího stroje, či nikoli.

a) „High Tooling cost (HTC)“ (zvyšování nákladů na výrobu)

Tato metoda klade na vytvoření nového návrhu stroje s co nejoptimálnějšími parametry. Při této úpravě není problém na zakoupení nových nástrojů nutných k výrobě motoru. (např. raznice při změně drážek). To má za následek nutnost vysoké finanční dotace pro zhotovení na inovaci montážních linkách ve fabrice.

Míra zvýšení účinnosti motoru je dána finančními prostředky, které jsou někdy u velkých elektrotechnických firem bez limitu, tím je dosažena maximální účinnost omezená technologií výroby daných součástí stroje.[1]

b) „No Tooling Cost (NTC)“ (nezvyšování nákladů na výrobu)

Tato metoda je založena na produkci s co možná nejmenší finanční náklady zhotovit technologické postupy, které zvyšují účinnost motoru (není nutné mít nové nástroje nutné k výrobě motoru).

Například to jsou: snížení rotorového odporu, zvýšení plnění drážek, kvalita magnetického materiálu, zvětšení délky magnetického obvodu statoru, zvýšení účinnosti omezením ztrát v železe pomocí žihání rotorových a statorových plechů, změna průřezu statorového vodiče a v neposlední řadě optimalizace velikosti trvale připojeného kondenzátoru. Metoda klade důraz na vytvoření motoru s co nejlepší účinností, aniž se použije jiný typ a tvar rotoru a statoru. V této metodě není ani prostor pro nákup jiných výrobních zařízení, než se používají pro sériově vyráběný motor a to z důvodu ušetření za vytvoření nástrojů a pomůcek. [1]

Princip NTC je velmi přínosný a hojně používaný, ačkoli jím nelze dosáhnou takových výsledku, jako lze metodou HTC. Je to způsobeno hlediskem finančních nákladů na výrobu.

Typy tříd účinností asynchronních motorů jsou čtyři. Takto rozdělené skupiny jsou dělené podle standardu *CEMEP* (European Committee of Manufacturers of Electrical Machines and Power Electronics). Motory se takto dělí z důvodu rozdílného místa a náročnosti umístění motoru k dané aplikaci. [1]

Tabulka 3.1 - Přehled jednotlivých tříd účinnosti

IE1	IE2	IE3	IE4
Standard Efficiency	High Efficiency	Premium Efficiency	Super-Premium Efficiency
standartní účinnost	zvýšená účinnost	vysoká účinnost	velmi vysoká účinnost

3.1 Prodloužení magnetického obvodu

Tento způsob inovace se nejčastěji využívá u zvyšování účinnosti třífázových asynchronních motorů, z důvodu podobnosti obou strojů se pokusíme tuto inovaci aplikovat i na jednofázový asynchronní motor.

Jedním z efektivních a ne tolik nákladných způsobů na snížení ztrát je prodloužení magnetického obvodu v axiálním směru, tím docílíme snížení ztrát v magnetickém obvodu. Nárůstem délky magnetického obvodu přidáním dalších plechů stejného typu, získáme účinnost navýšenou o velikost obdobnou, jako by byl snížen výkon většího stroje. Tím docílíme, že materiálové omezení klesne oproti původnímu typu magnetického obvodu. Materiálovým omezením máme na mysli proudovou hustotu a indukci ve vzduchové mezeře. Poklesem materiálového omezení získáme menší ztráty a to je žádané. Pro zachování stejných parametrů při konstantním napájecím napětí musíme měnit počet závitů statorového vinutí. Těmito úpravami navyšujeme náklady na výrobu účinnějšího stroje.

Výpočet točivého momentu a napájecího napětí původního stroje lze získat pomocí následujících rovnic. Kde l_0 reprezentuje délku magnetického obvodu, B je magnetická indukce, δ je proudová hustota v rotorové kleci a N je počet závitů. [3]

$$M_n = l_0 \cdot B_0 \cdot \delta_0 \quad (19)$$

$$U_n = l_0 \cdot B_0 \cdot N_0 \quad (20)$$

Prodloužením magnetického obvodu měníme energetické pochody stroje, a proto musíme zvolit konstanty, které reprezentují poměr, o kolik se změní původní hodnoty po inovaci. Hodnoty s čarou jsou určeny pro nový typ magnetického obvodu. [3]

$$\lambda = \frac{l'}{l_0}; \beta = \frac{B'}{B_0}; \sigma = \frac{\delta'}{\delta_0}; \nu = \frac{N'}{N_0} \quad (21)$$

Protože chceme docílit možnosti napájet stejným napětím U_n a zachovat velikost momentu stroje M_n , musí platit následující rovnice. [3]

$$1 = \lambda \cdot \beta \cdot \sigma \quad (22)$$

$$1 = \lambda \cdot \beta \cdot \nu \quad (23)$$

$$\sigma = \nu \quad (24)$$

$$\beta = \frac{1}{\lambda \cdot \nu} \quad (25)$$

U inovovaného motoru se projeví následující změny [3]:

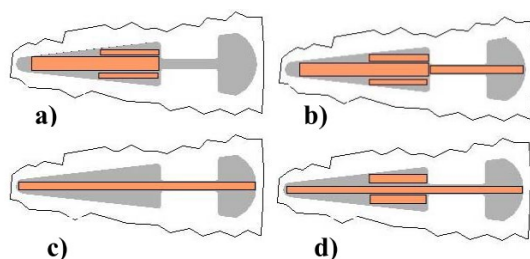
- Návrh změny parametrů (vinutí, rozměry...)
- Magnetizační proud versus křivka napájecího napětí (měření naprázdno)
- Ztráty v magnetickém obvodu (měření naprázdno)

Touto inovací pro zvýšení účinnosti měníme parametry magnetického obvodu zvětšením objemu, hmotnosti a v neposlední řadě i ceny.

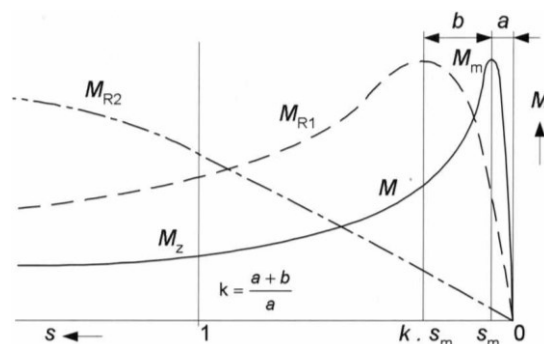
3.2 Snížení rotorového odporu

Tato inovace se docílí přidáním do rotorových drážek měděných tyčí a následné tlakové zalití roztaveným hliníkem. Snížením rotorového odporu docílíme menších Joulových ztrát v kleci rotoru. Tato změna nám sníží záběrný moment stroje a s ním spjatý záběrný proud. Snížení záběrného momentu lze vykompenzovat následujícími úpravami: vylepšení tvaru drážky, nebo volbou jiného kondenzátoru. Případně lze přidat startovací kondenzátor, který se při roztočení na určité otáčky odpojí. Přídavným kondenzátorem lze docílit zvýšení záběrného momentu, jak je psáno v *Kapitole 2*.

Použitím měděných obdélníkových tyčí vložených do rotorových drážek byla provedena inovace 11 kW asynchronního motoru. Cílem bylo získat co nejnižší odpor klece rotoru. Rozběh motoru z hlediska proudu a záběrného momentu je trochu komplikovaný. Výskytem nižší hodnoty odporu v rotoru může připojením při jmenovitých otáčkách vést k nadměrnému rozběhovému proudu i točivému momentu. Aby se zachovaly rozběhové vlastnosti motoru, musí být zvoleno rozložení měděné tyče tak, aby byl zaručen dostatečný skin efekt. [1]

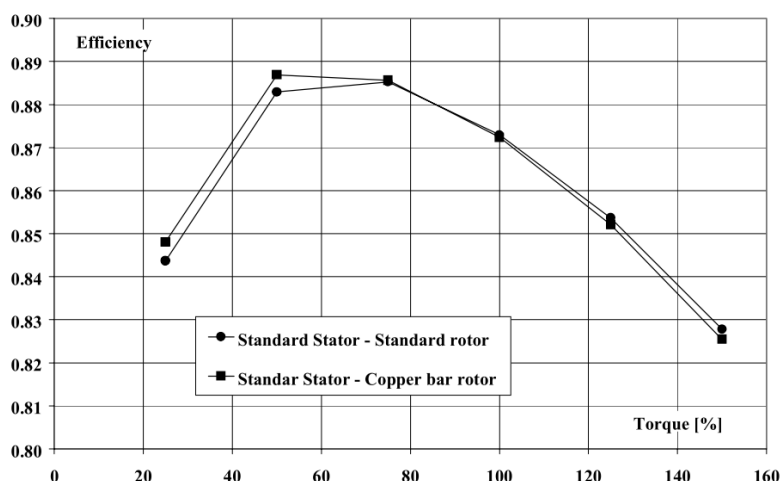


Obrázek 3.1 - Typy vložení měděných tyčí do drážek [1]



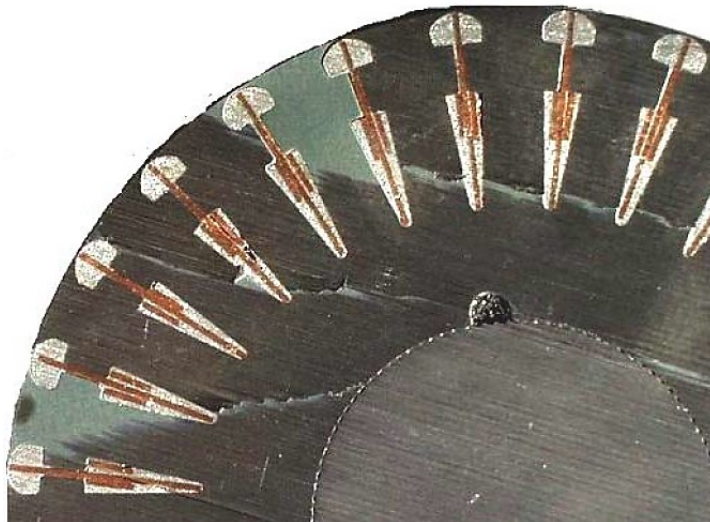
Obrázek 3.2 - Posun momentové charakteristiky snížením rotorového odporu [24]

Různé možnosti vložení měděných plátů do drážek rotoru je na obrázku výše. Aby bylo zajištěno snížení odporu rotoru a zároveň správného účinku skin efektu, byla provedena analýza postavení a tvaru měděných tyčí v rotorové kleci pomocí metody konečných prvků. Při porovnání s výchozím motorem výsledky ukázaly, že snížení odporu rotoru bylo až o 20 % při zanedbatelné změně rozběhového proudu a točivého momentu. Z nasimulovaných výsledků bylo vybráno pro realizaci prototypu řešení „d“ kvůli montážní jednoduchosti. [1]



Obrázek 3.3 - Porovnání účinnosti před a po instalování měděných tyčí [1]

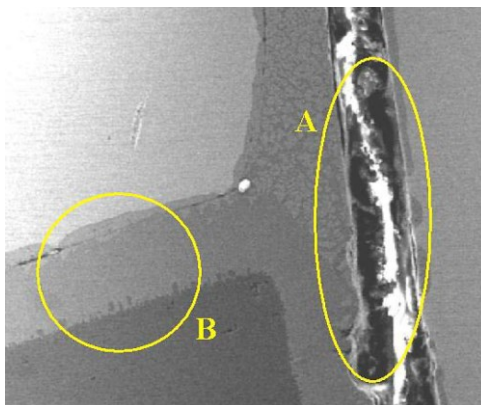
Simulace ukázaly, že zavedení měděných tyčí do hliníkové klece rotoru nevykazuje výrazné zlepšení účinnosti motoru. Díky počítačové simulaci za pomoci metody konečných prvků je patrné, že dojde ke snížení odporu rotorových tyčí až o 20 % (při menší než jmenovité zátěži). Ovšem při jmenovité zátěži má standartní motor o trochu vyšší účinnost než analyzovaný prototyp. Tento výsledek je velmi zvláštní s ohledem na dané množství mědi začleněné do drážek rotoru. [1]



Obrázek 3.4 - Prototyp s měděnými tyčemi [1]

Důležitou roli při odlívání hliníku hrály mimo jiné tyto aspekty:

- Vzduchové bubliny, které se vyskytovaly kvůli měděným tyčím, které zapříčinily horší prostupnost hliníku.
- Oxid v kontaktu mezi hliníkem a mědí (vytvořený chemický článek). Oxidace vzniká za vysokých teplot při lití hliníku.
- Špatný kontakt mezi povrchem hliníku a mědí, to zapříčiňuje špatná svařitelnost hliníku, který se svařuje za vysokých teplot.



Obrázek 3.5 – Správné (B) a vadné (A) spojení mědi a hliníku v drážce [1]

Tato inovace se běžně provádí, protože elektrické a magnetické vlastnosti rotorové klece jsou jednou z nejdůležitějších při vytváření inovovaných motorů. Tato metoda je také cenově dostupná, protože se nemusí vyrábět žádné přídavné nástroje, proto ji řadíme do skupiny „No Tooling Cost (NTC)“ (nezvyšování nákladů na výrobu). [1]

3.3 Změna průřezu vodiče statorového vinutí

Změnou průřezu statorového vinutí bude docíleno snížení proudové hustoty ve vodičích a tím budou omezovány Joulovy ztráty ve statorovém vinutí. [8]

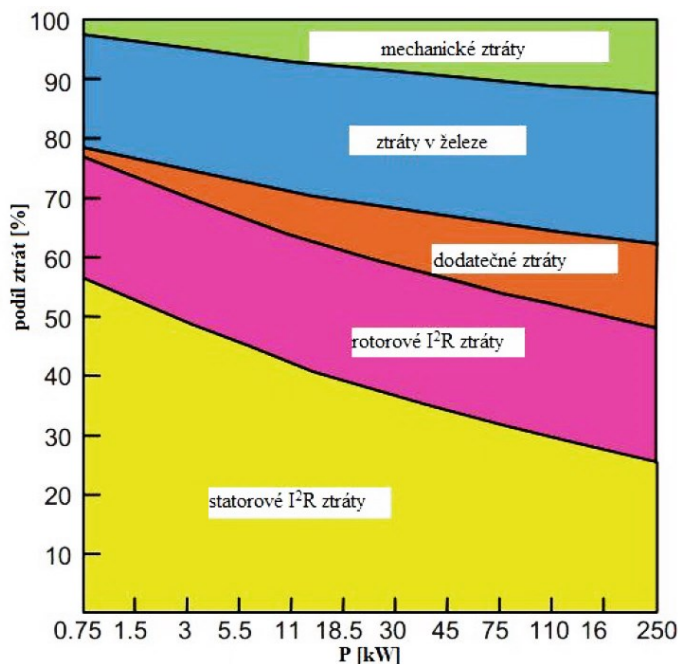
Nevýhodou je fakt, že pro dosažení původních parametrů motoru po inovaci je nutné změnit i velikost drážek, aby byl docílen požadovaný počet závitů po přepočítání stroje. Při zvětšení statorových drážek se zmenšuje magnetický obvod, tím se zvyšují ztráty v železe a tím pádem je inovace neinovativní. Spojením inovace změny průřezu a zvětšení magnetického obvodu lze tuto inovaci použít, ale není tato metoda natolik efektivní, aby se běžně používala. Některé motory nemají činitel plnění drážek na svém maximu, tyto motory nemusí měnit tvar drážek a proto tato metoda je uváděna jako NTC.

$$R = \frac{\rho \cdot l}{S} \quad (26)$$

Ztráty v mědi statorového vinutí jsou dány níže uvedeným vztahem. Protože se ztráty mění s kvadrátem proudu, tak jejich omezení je nesmírně důležité. [8]

$$P_{J1} = R_{hl} \cdot I_{hl}^2 + R_{pom} \cdot I_{pom}^2 \quad (27)$$

Tento inovační proces je závislý na velikosti motoru. U menšího stroje jsou tyto ztráty větší, než u většího, z toho důvodu je velice těžké vyrobit malý motor s velkou účinností. Níže uvedený graf je vytvořen pro třífázové asynchronní motory. V naší problematice s jednofázovým asynchronním motorem bude graf obdobný, proto se lze odkazovat na tento obrázek.



Obrázek 3.6 – Poměry ztrát závislé na velikosti motoru [9]

3.4 Kvalitnější statorové i rotorové plechy

Inovační procesy využívající potlačení ztrát v magnetickém obvodu statoru i rotoru patří k účinným metodám a běžně prováděným a lze je rozdělit do tří skupin.

V první skupině je vytvoření magnetického obvodu pomocí kvalitnějšího materiálu, omezují ztráty přemagnetováním a ztráty v železe. Tím jsou zlepšeny vlastnosti motoru a zvýšena účinnost.

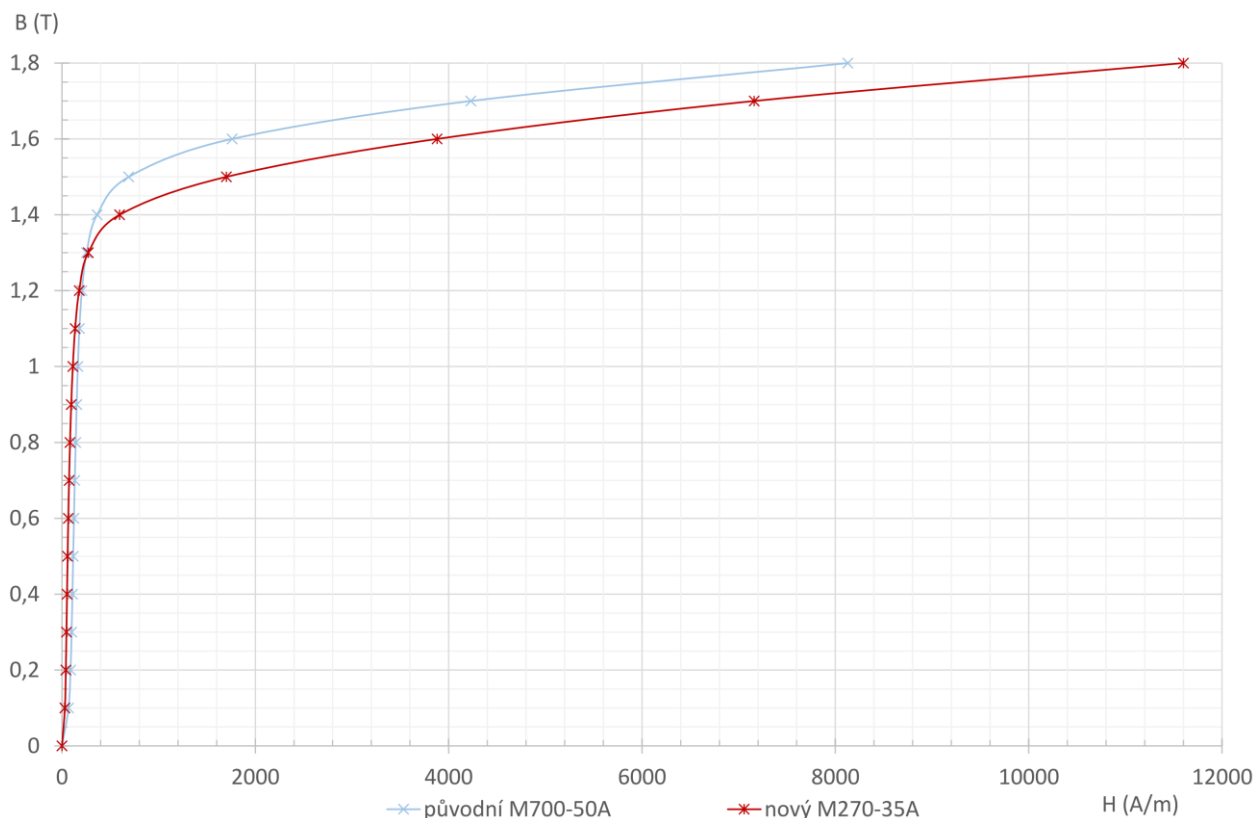
Druhou skupinu tvoří kvalitnější zpracování daného materiálu. Zpracováním je myšleno dokonalejší ražení plechů a finální žihání. Ražení zhoršuje magnetické vlastnosti materiálu v nemalé míře v okolí ražení. Žiháním rotoru a statoru se také zlepšují vlastnosti

Třetí skupina je tvořena kombinací dvou předešlých, to se používá u asynchronních motorů, kde je zapotřebí docílit vysoké účinnosti.

3.4.1 Kvalitnější materiál

Původní materiál, z kterého je vyroben magnetický obvod (rotor i stator) je vyroben z materiálu o označení *M700-50A*. Nově použitý materiál má lepší magnetické vlastnosti a jeho ztráty jsou menší, jeho označení je *M270-35A*. [25] Ztráty přemagnetováním závisí na ploše hysterezní smyčky. Nevýhodou však je, že koleno B-H křivky je níže.

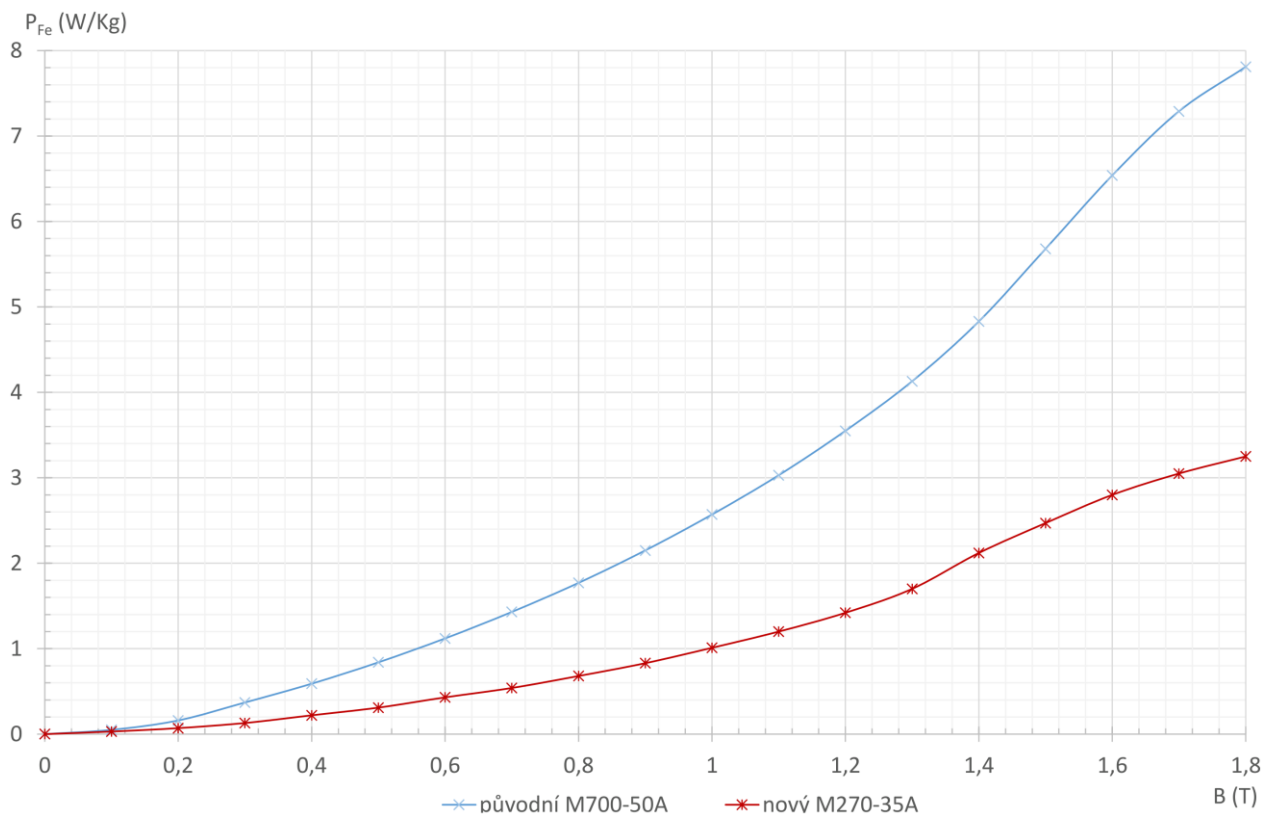
Z grafu B-H křivek je zřejmé (veliká strmost nového materiálu), že nový materiál bude potřebovat menší množství energie ke svému přemagnetování. Tím se sníží ztráty v železe. Graf zobrazující plochu (ztráty) Viz *Obrázek 2.16*.



Obrázek 3.7 - Porovnání B-H křivek různých typů plechů

Nový typ materiálu má označení *M270-35A*. Číslo (*270 a 700*) v označení za písmenem *M* je přibližně rovno stonásobku ztrát vztažených k *1,5 T* a *50 Hz*.

Z grafu v závislosti měrných ztrát na indukci lze odečíst hodnotu, která se nachází v označení plechu. Dále nám graf poukazuje na skutečnost, že při indukci *1,5 T* a frekvenci *50 Hz* jsou u nového materiálu ztráty více jak o polovinu menší, než u původního materiálu. [25]



Obrázek 3.8 - Graf ztrát v železe různých typů plechů

Tabulka 3.2 - Detailnější informace o použitých materiálech [25]

M700-50A		M270-35A	
Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg	5,68	Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg	2,47
Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	2,57	Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	1,01
Anisotropy of loss, %	5	Anisotropy of loss, %	10
Magnetic polarization at 50 Hz		Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,64	H = 2500 A/m, T	1,54
H = 5000 A/m, T	1,72	H = 5000 A/m, T	1,65
H = 10000 A/m, T	1,84	H = 10000 A/m, T	1,77
Coercivity [DC], A/m	100	Coercivity [DC], A/m	40
Relative permeability at 1.5 T	1730	Relative permeability at 1.5 T	700
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	25	Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	52
Yield strength, N/mm ²	285	Yield strength, N/mm ²	450
Tensile strength, N/mm ²	405	Tensile strength, N/mm ²	565
Young's modulus, RD, N/mm ²	210 000	Young's modulus, RD, N/mm ²	185 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	220 000	Young's modulus, TD, N/mm ²	200 000
Hardness HV5 (VPN)	125	Hardness HV5 (VPN)	215

Tato úprava zvýšení účinnosti se běžně používá, z důvodu poměrně levné aplikace, při které není potřeba jiných nástrojů a linek potřebných pro výrobu výrobku. Inovací lze docílit až o třetinu menších ztrát v železe.

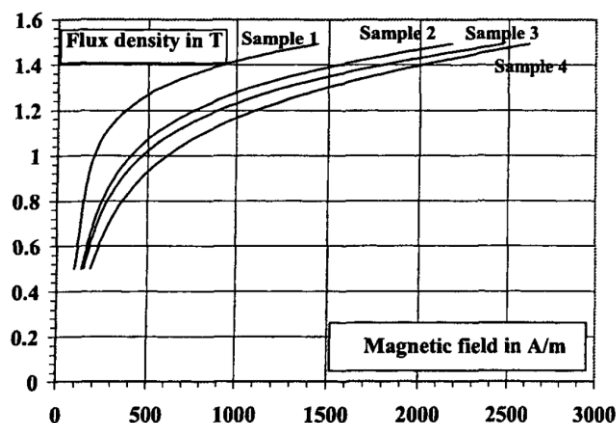
3.4.2 Preciznější zpracování

Zpracováním je myšleno dokonalejší ražení plechů pomocí razících kopyt a finální žíhání vyražených plechů. Žíhání má za následek snížení magnetických ztrát a magnetizačního proudu.

a) Ražení

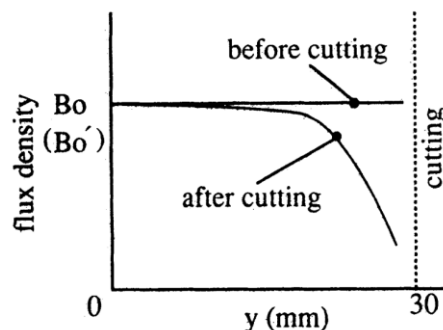
Z měření vyplivalo, že se zvyšovaly ztráty v železe během procesu ražení. Větší počet vyražených drážek měl za následek navýšení ztrát v železe.

Při ražení plechů pro sestavení statorového a rotorového magnetického obvodu se mění magnetické a výkonové vlastnosti v okolí ražení. Tyto změny mají za následek zhoršení B-H křivky. Drážky byly raženy z celého prstence, na jednom vzorku jedna na druhém dvě apod. Ražení bylo prováděno na čtyřech vzorcích toroidního jádra, z důvodu, že tento toroid nejlépe poukazyval na změny v důsledku ražení a bylo na něm dobře reprezentovatelné, jak se změni vlastnosti. Za účelem zvětšení věrohodnosti výsledků deformace hran v okolí ražení byly všechny čtyři vzorky raženy spolu. Na každý vzorek bylo použito jiného počtu vyražených drážek. [26]



Obrázek 3.9 - Změna B-H křivek při různém typu ražení [26]

Degradace magnetických vlastností během ražení má vliv na vlastnosti v okolí drážky. Hloubka vniknutí ovlivnění v okolí ražení je ovlivněna kvalitou nástroje a tlakem ražení. Největší zhoršení magnetických vlastností v okolí drážky ražení je v okolí 10 mm, tento jev lze kompletně odstranit žíháním daného vzorku. [27]

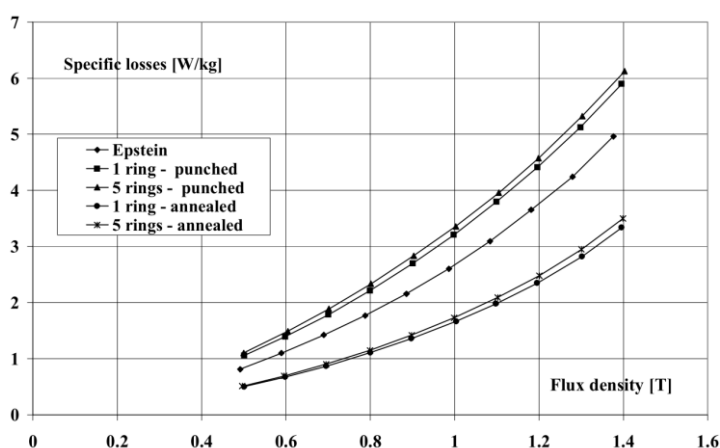


Obrázek 3.10 - Hloubka ovlivnění materiálu při ražení [27]

Kde y reprezentuje vzdálenost od místa ražení, B_0 je ražením ovlivněná hustota magnetického toku. Z toho vyplývá, že na okraji ražení vznikají ztráty, které je nutno eliminovat.

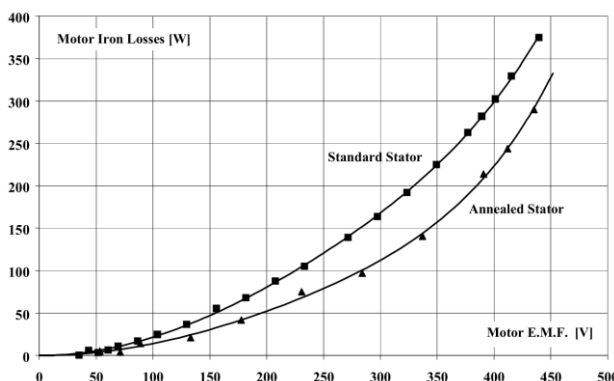
b) Žihání

Měření bylo prováděno na vzorku prstencového jádra. Po žihání lze redukovat ztráty v železe až o 50%. Při žihání bylo docíleno teploty 730°C u obou jader rotorového i statorového. V rotoru lze ztráty zanedbat, nicméně, při žihání se zlepšila permeabilita materiálu a to má za následek snížení magnetizačního proudu a omezení Joulových ztrát nezatiženého statoru. [1]

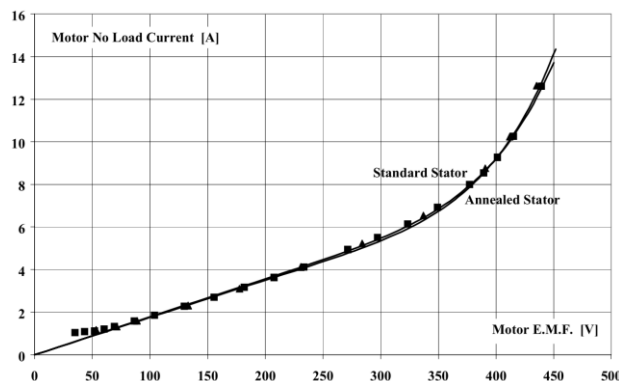


Obrázek 3.11 - Porovnání ztrát v železe ražených a žiháných plechů [1]

Ověření těchto postupů bylo docíleno měření naprázdno, nakrátko a při zatížení. Výsledek měření potvrdil, že mechanické ztráty klesly až o 25% při jmenovitém napětí. Magnetizační proud se nezměnil. Zvýšení účinnosti motoru nastává hlavně při menším než jmenovitém zatížení motoru. [1]



Obrázek 3.12 - Porovnání ztrát v železe ražených a žiháných plechů [1]



Obrázek 3.13 - Porovnání magnetizačního proudu ražených a žiháných plechů [1]

Žihání je metoda hojně prováděná z důvodu celkem levné proveditelnosti. To je způsobeno tím, že se nemusí dokupovat ani vyrábět další nástroje. Nejnížší poměr ztrát v železe mají plechy vypálené laserem, tato skutečnost je však v nepoměru k pořizovacím nákladům vypálených plechů laserovým paprskem. [1]

3.5 Změna tvaru drážek statoru

Optimalizace jednofázového asynchronního motoru pomocí změnou tvaru drážek, je metoda, která ovlivňuje nejvyšší ztráty a to ztráty Joulovy ve vinutí statoru. Změna tvaru drážky vede k jistému zlepšení činitele plnění drážky. Tím se vejde do drážky více vodičů a tím se omezí ztráty. Tato metoda má jednu velkou nevýhodu a to, že je nutné pořídít razicí nástroj. (Neekonomické)

Zuby jsou po magnetické stránce nejvíce zatěžovaným místem, a proto se při návrhu asynchronních strojů volí rozměry drážek, které umožňují umístění nutného počtu vodičů v co nejmenším prostoru. Využití prostoru drážky pro umístění vodičů se vyjadřuje činitelem plnění drážky k_{dr} , který udává poměr celkového průřezu všech vodičů v drážce k ploše drážky S_d . Kde S_v je průřez vodiče, V_d je počet vodičů v drážce a n_p je počet paralelních vodičů (drátů) tvořících jeden vodič (efektivní).

$$k_{dr} = \frac{S_v \cdot V_d \cdot n_p}{S_d} \quad (28)$$

Činitel k_{dr} závisí na celkovém množství izolace v drážce, neboli na tloušťce drážkové a cívkové izolaci, izolaci vodičů a na tloušťce různých izolačních vložek. Je nutné brát v úvahu i tzv. mrtvý prostor nezaplňný izolací ani vodiči. Při nárůstu tloušťky izolace se činitel zmenšuje. To vede k horšímu využití plochy a tudíž i celé zubové zóny stroje.

U vinutí z obdélníkových průřezů je činitel vypočítán dostatečně přesně, protože při návrhu je přesně určena poloha každého vodiče v drážce. U vsypávaných vinutí z drátů není možné přesně předem určit polohu vodiče v drážce. Mimoto hustota rozmístění vodičů v drážce není konstantní a to závisí na síle, kterou vyvine navíječ při ukládání vinutí do drážky. Přílišná hustota uložení vodičů kruhového průřezu je spojená s poklesem spolehlivosti v důsledku mechanických poškození izolace vodičů. Hustota uložení vodičů v drážce se vyjadřuje technologickým činitelem plnění drážky k_T , který je vyjádřen:

$$k_T = \frac{d_{vi}^2 \cdot V_d \cdot n_p}{S'_d} \quad (29)$$

V čitateli zlomku je součin plochy čtverce opsaného izolovanému dílčímu vodiči a průměru d_{vi} a počtu všech dílčích vodičů v drážce $V_d n_p$. Ve jmenovateli je plocha drážky bez izolace, ve které se mohou nacházet vodiče vinutí. Snaha je dosáhnout hustoty v rozmezí 0,7 až 0,75 při ručním navíjení a 0,7 až 0,72 při strojním navíjení.

Tabulka 3.3 - Činitelé plnění drážek

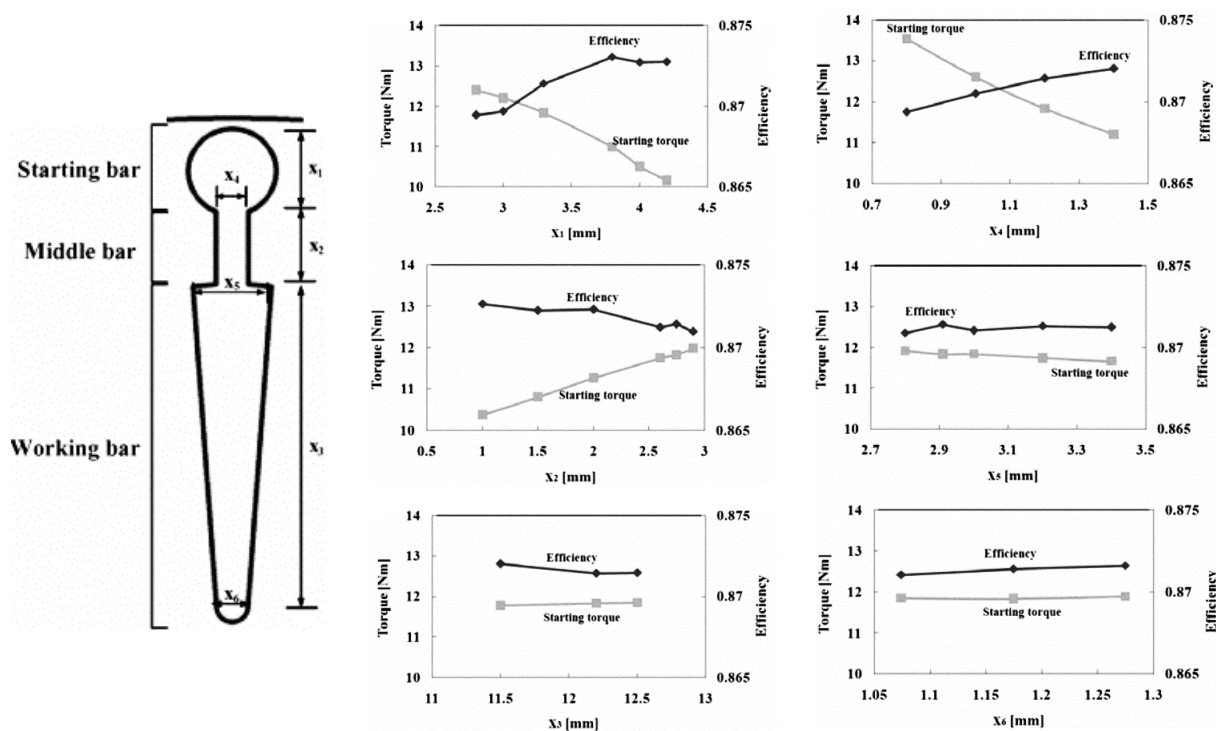
typ vynutí	hodnoty činitelů	
	k_{dr}	k_T
Vsypávaná vinutí z lakovaného drátu kruhového průřezu na napětí do 660 V.	0,3	0,72

Zvětšením činitele plnění dosáhneme možnosti naplnit do drážek více vodičů a tím snížit odpor statorového vinutí. Tím bude dosaženo omezení Joulových ztrát ve statoru.

3.6 Optimalizace tvaru drážek rotoru tlakově litého mědi

Tento způsob vylepšování účinnosti jednofázového asynchronního motoru využívá tlakově lití mědi, namísto běžně používaného tlakově litého hliníku. Navýšení účinnosti u této metody je velmi malé, velikost záběrného momentu je kompenzována nižším odporem rotorové klece, ale změna není markantní. Tudíž je nutné vytvořit tvar drážky pro efektivnější využití materiálu v ní. Nejnutnější je klást důraz na záběrný moment a dále na efektivitu vylepšení účinnosti.

Optimální návrh drážky rotoru pro tlakově lití mědi. Tvar drážky se dělí na tři části a je typu dvojité klec. V první části (x_1) je startovací klec, která při rozběhu působí velkým záběrným momentem, její rozměr nám ovlivňuje záběrný moment s nepřímou úměrou. Druhá část (x_2) je tvořena střední (spojovací) klecí, která s přímou úměrou velikosti ovlivňuje záběrný moment. Další část (x_3) je tvořena pracovní klecí, proudová hustota se při roztočení na požadované otáčky motoru a při daných parametrech koncentruje blíže ke středu drážek, než k okraji, změnou rozměru této části drážky docílíme lepší účinnosti na úkor záběrného momentu. Další části ($x_{4,5,6}$) také ovlivňují účinnost i záběrný moment, ale změna není tak markantní. [2]



Obrázek 3.14 - Optimalizace drážek rotoru při tlakovém lití mědi [2]

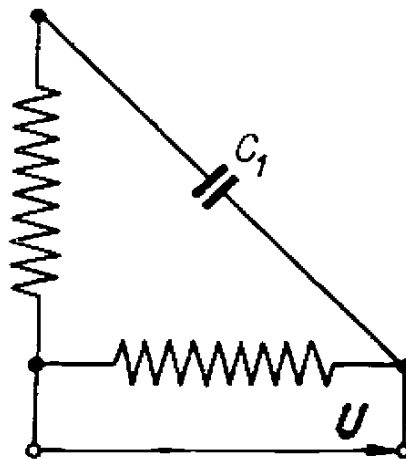
Touto analýzou byl navrhnout neoptimálnější tvar drážky rotoru pro tlakově lití jednofázového asynchronního motoru. Nutné bylo správné vyvážení mezi účinností a záběrným momentem. Nicméně se tato metoda zatím v praxi neuchytila z důvodů nákladného tlakového lití mědi a ne až tak oslnivých výsledků při zlepšování účinnosti. [2]

3.7 Optimalizace velikosti kondenzátoru

Trvale připojený kondenzátor se používá, protože zvyšuje výkon a snižuje hluk stroje. Pro zvolení lepšího kondenzátoru pro trvalý chod lze použít výpočet, nebo nejčastěji se zjišťuje experimentálně. Tato metoda je velmi přesná a jednoduchá, proto se tato metoda používá nejvíce. Z toho důvodu byly vytvořeny empirické vzorce (vycházející z jednotlivých zkoušek) pro jednotlivé typy strojů. U veškerých výpočtů a zapojení je předpokládána klecová kotva rotoru. [5]

Kondenzátor, který má být trvale připojen, nastavujeme na trvalý skluz, tj. pro jmenovitý chod motoru. Experimentální volba velikosti kondenzátoru se provádí pomocí dynamometru, nebo přímo na motoru při dané aplikaci. Nejspolehlivějším vodítkem pro určení velikosti kondenzátoru je účinnost a hlučnost stroje. Nelze vždy dosáhnout kruhového pole stroje, a proto metody založené na sledování tvaru pole nelze použít. Při správné volbě počtu vodičů pomocného vinutí a velikosti kapacity kondenzátoru jsou vektory proudů hlavního a pomocného vinutí k sobě kolmé a jejich velikosti musí být v poměru průřezů. [5]

V našem případě je nejlevnějším, nejrychlejším a nejefektivnějším způsobem zjištění velikosti kapacity kondenzátoru simulace v programu ANSYS Maxwell. Vytvořený model postupně obměňujeme kondenzátory s jinou velikostí kapacity. Zvolíme takovou velikost, kdy je výsledek účinnosti, hluku, záběrného momentu a proudu nejlepší.



Obrázek 3.15 – Příklad vzhledu kondenzátoru C_p pro pomocné vinutí [5]

4 ANALÝZA ZTRÁT JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU S TRVALE PŘIPOJENÝM KONDENZÁTOREM

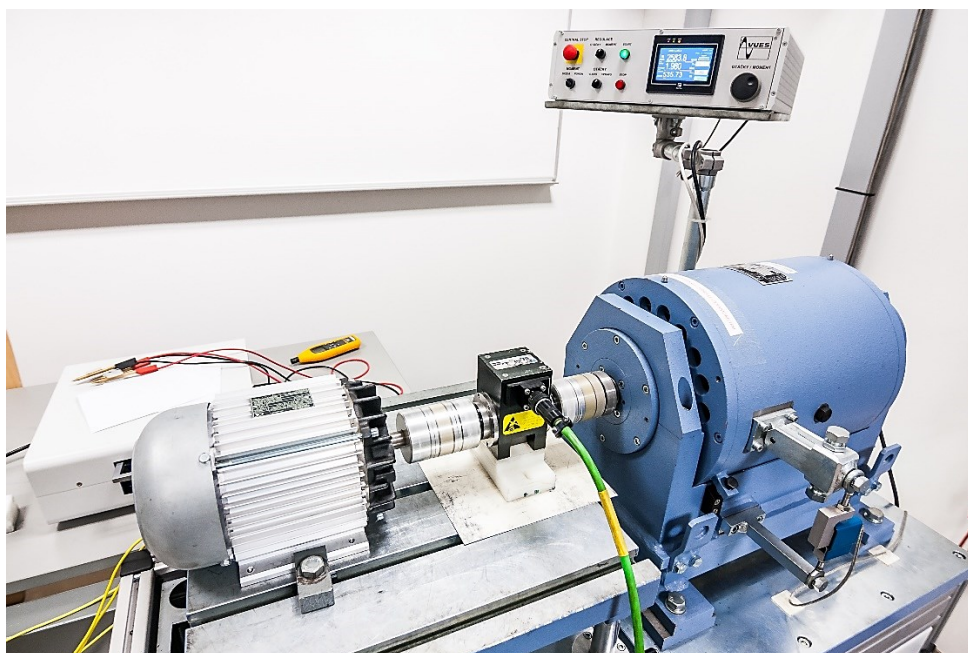
Analýza jednofázového asynchronního motoru je nejčastěji prováděna měřením na daném motoru v laboratoři. Ke konci jsou vytvořeny vyhodnocení výsledků potřebné k úspěšnému závěru.

Měření bylo provedeno na základním motoru bez žádných aplikovaných zásahů pro zvýšení účinnosti. Motor byl měřen ve čtyřech stavech, naprázdno, nakrátko, zatížení a jmenovitý stav.

Před měřením byl motor spuštěn na jmenovitých hodnotách, aby se zahřál na ustálenou teplotu všech komponentů stroje. Měření při zahřátém motoru jsme docílili menší chyby měření.

- Měření při jmenovitém stavu spočívalo v odečtení naměřených hodnot při nastaveném jmenovitém napájecím napětí a jmenovitém zatěžovacím momentu.
- Měření naprázdno bylo měřeno s odpojenou pomocnou fází a s nezatíženou hřídelí, napájecí napětí bylo nastavováno sestupně od 125% měřeny byly proudy motoru a otáčky.
- Měření nakrátko bylo realizováno zabrzděním rotoru a odečtením naměřených hodnot napětí při zvyšování statorového proudu až do jmenovitého.
- Měření při zatížení probíhalo nastavováním zátěžného momentu pomocí dynamometru a byly odečítané naměřené hodnoty.
- Měření mechanických ztrát se provádělo roztočením motoru pomocí dynamometru (nutnost podporovat práci v motorickém režimu) na požadované jmenovité otáčky, při čemž byl odečítán moment na hřídeli a výkon.

Měřicí soustava sestávala z regulovatelného napájecího zdroje napětí, šesti-kanálového analyzátoru sítě *Yokogawa* s propojením do počítače (zpracování výsledků), multimetru pro měření odporů vinutí, tenzometrické hřídele *Torque Master 5Nm*, 20 000 min⁻¹ (přesnější snímání momentu na hřídeli než na dynamometru) a dynamometru od firmy *VUES Brno DYNOFIT*.



Obrázek 4.1 - Měřicí soustava na pracovišti

Po naměření bylo nutné zpracovat a vypočíst požadované hodnoty (které nelze změřit). Nejdůležitější úpravou bylo vypočtení velikosti a fáze proudu hlavního vinutí. Měřena byla pouze velikost a fáze celkového proudu a proudu pomocným vinutím. Vzorec níže lze použít pro výpočet velikosti a fáze proudu v hlavním vinutí.

$$I_{hl}\angle\varphi_{hl} = I_{celk}\angle\varphi_{celk} - I_{pom}\angle\varphi_{pom} \quad (30)$$

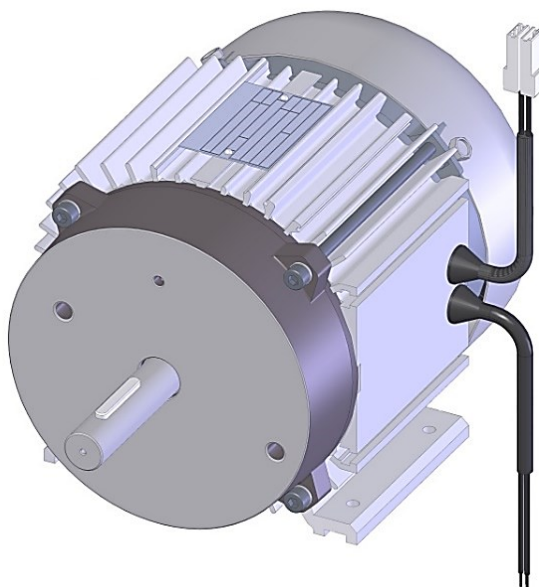
4.1 Štítkové hodnoty

Měření bylo prováděno na měřicí stoličce od firmy *VUEZ Brno*. Stoličce se sestávala z dynamometru, úchytu pro stroj, inkrementálního čidla pro měření otáček a ze zobrazovací jednotky naměřených hodnot.

Tabulka 4.1 - Štítkové hodnoty motoru

U_n	I_n	P_1	P_2	f	n	krytí
V	A	W	W	Hz	min ⁻¹	-
220-240	4,10	880	550	50/60	2650/3270	IP54

Přibližný vzhled měřeného motoru. Ze svorkovnice vychází napájecí kabel a kabel, který vede na pomocné (startovací) vinutí, tento kabel se připojuje na startovací kondenzátor. Motor s kvalitnějšími plechy je stejného typu a vzhledu, pouze má použité odlišné (kvalitnější) plechy. Viz. Kapitola 3.4.



Obrázek 4.2 – Přibližný vzhled měřeného motoru [37]

4.2 Odpory vinutí

Odpory statorového vinutí se měřili před a po každé zkoušce z důvodu určení oteplení a teploty. (dáno normou ČSN EN 60034-2-1) Motor byl měřen při ustálené teplotě, kdyby byl motor studený, tak by byly konstantní ztráty vyšší, to je nežádoucí.

Tabulka 4.2 - Teplota vinutí M700-50A

Motor za studena 20,5°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	3,792	0,00	20,50
Pomocné	7,954	0,00	20,50

Tabulka 4.3 - Teplota vinutí M270-35A

Motor za studena 20,9°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	3,901	0,00	20,90
Pomocné	8,096	0,00	20,90

Zahřátý motor 22,8°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	4,614	57,50	80,30
Pomocné	9,536	52,76	75,56

Zahřátý motor 22,7°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	5,010	75,41	98,11
Pomocné	10,214	69,39	92,09

Po měření při zatížení 23,2°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	4,551	53,09	76,29
Pomocné	9,497	51,46	74,66

Po měření při zatížení 23,9°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	4,983	73,57	97,47
Pomocné	10,18	68,28	92,18

Po měření stavu naprázdno 23,2°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	4,299	35,46	58,66
Pomocné	8,965	33,72	56,92

Po měření stavu naprázdno 23,8°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	4,545	43,79	67,59
Pomocné	9,357	41,31	65,11

Po měření stavu nakrátko 23,4°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	4,315	36,58	59,98
Pomocné	8,912	31,95	55,35

Po měření stavu nakrátko 23,5°C (okolí)			
Typ vinutí	R	ΔT	ϑ
-	Ω	K	°C
Hlavní	4,532	42,91	66,41
Pomocné	9,273	38,56	62,06

Rozdíl mezi teplotami jednotlivých strojů je způsoben tím, že motor s kvalitnějšími plechy M270-35A má vyšší ztráty, především ztráty ve vinutí statoru, ty jsou způsobeny vyšším proudem a ten je důsledkem níže položeného kolena B-H křivky těchto plechů.

4.3 Měření zatěžovací charakteristiky

Měření při zatížení je vhodné pro zjištění ztrát v železe, dodatečných ztrát, satorových a rotorových Joulových ztrát.

Při měření se nastavil zátěžný moment na 125% jmenovité hodnoty a postupovali po 0,5 Nm sestupně až k nulovému zatížení. Napájecí napětí bylo neustále udržováno na jmenovité hodnotě. Analyzátořem sítě byly zaznamenávány hodnoty celkového proudu a proudu pomocným vinutím, jejich fázového posunu vůči napětí, otáčky a výkon.

Dále bylo nutné vektorovým rozdílem dopočítat velikost a fázový posun proudu v hlavním vinutí. Z těchto hodnot byla spočítána účinnost a vyčísleny ztráty. [23]

Ze štítkových hodnot byl vypočítán moment stroje, který se nastavoval při měření jako jmenovitá hodnota. [7]

Jednotlivé ztráty byly vypočítány podle vzorců v *Kapitole 2.3 Výpočet účinnosti jednofázového asynchronního motoru*.

Tabulka 4.4 - Měření zatěžovací charakteristiky M700-50A

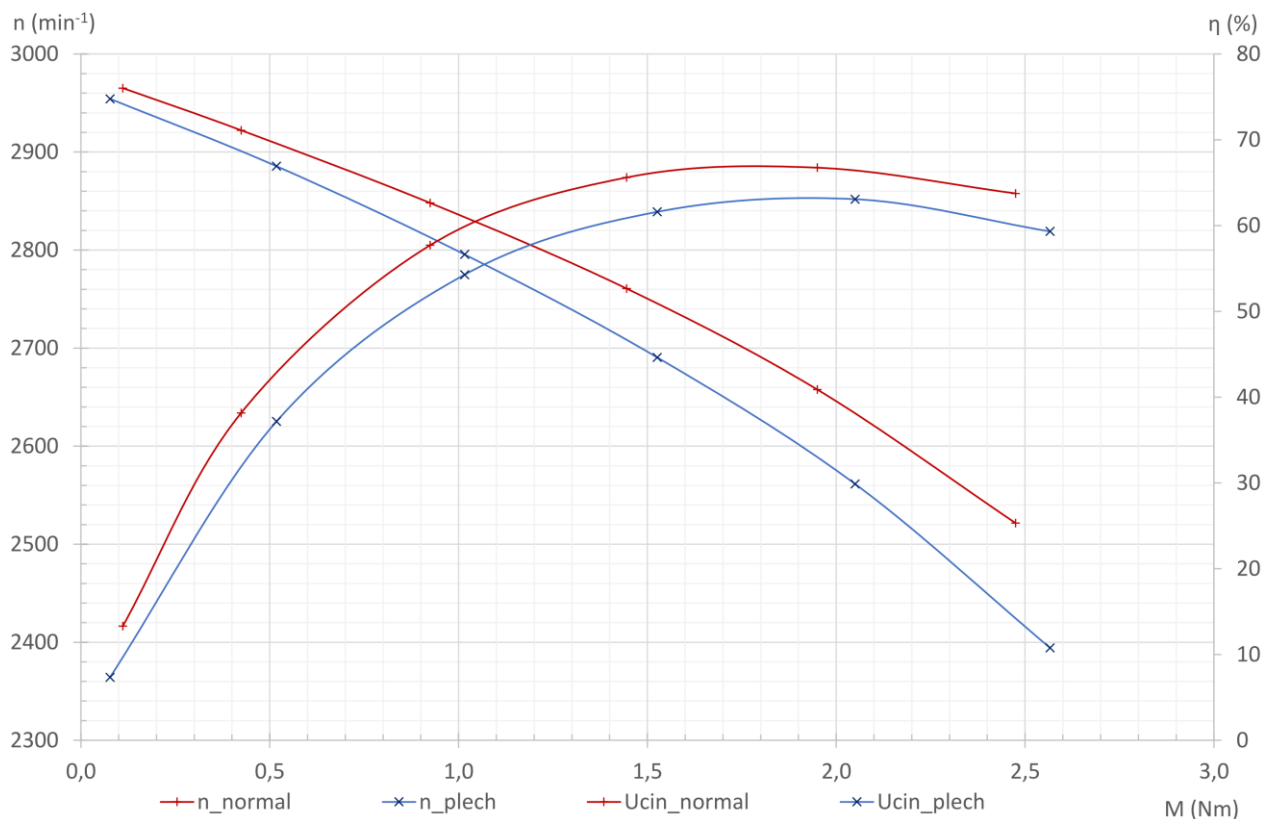
M	n	P ₁	U	cosφ	I _{celk}	φ _{celk}	I _{pom}	φ _{pom}	I _{hl}	φ _{hl}
Nm	min ⁻¹	W	V	-	A	°	A	°	A	°
2,48	2521,50	1025,20	230,29	0,94	4,75	20,44	1,64	-44,98	4,33	40,60
1,95	2657,70	813,10	230,32	0,91	3,87	24,23	1,72	-44,17	3,61	50,53
1,45	2760,70	636,80	230,35	0,86	3,21	30,47	1,78	-44,13	3,23	62,62
0,93	2848,00	478,00	230,37	0,77	2,71	39,96	1,84	-44,65	3,13	75,76
0,42	2922,20	340,10	230,39	0,60	2,45	52,99	1,89	-45,40	3,31	87,40
0,11	2965,20	258,90	230,39	0,46	2,43	62,50	1,92	-45,96	3,55	93,44

Tabulka 4.5 - Měření zatěžovací charakteristiky M270-35A

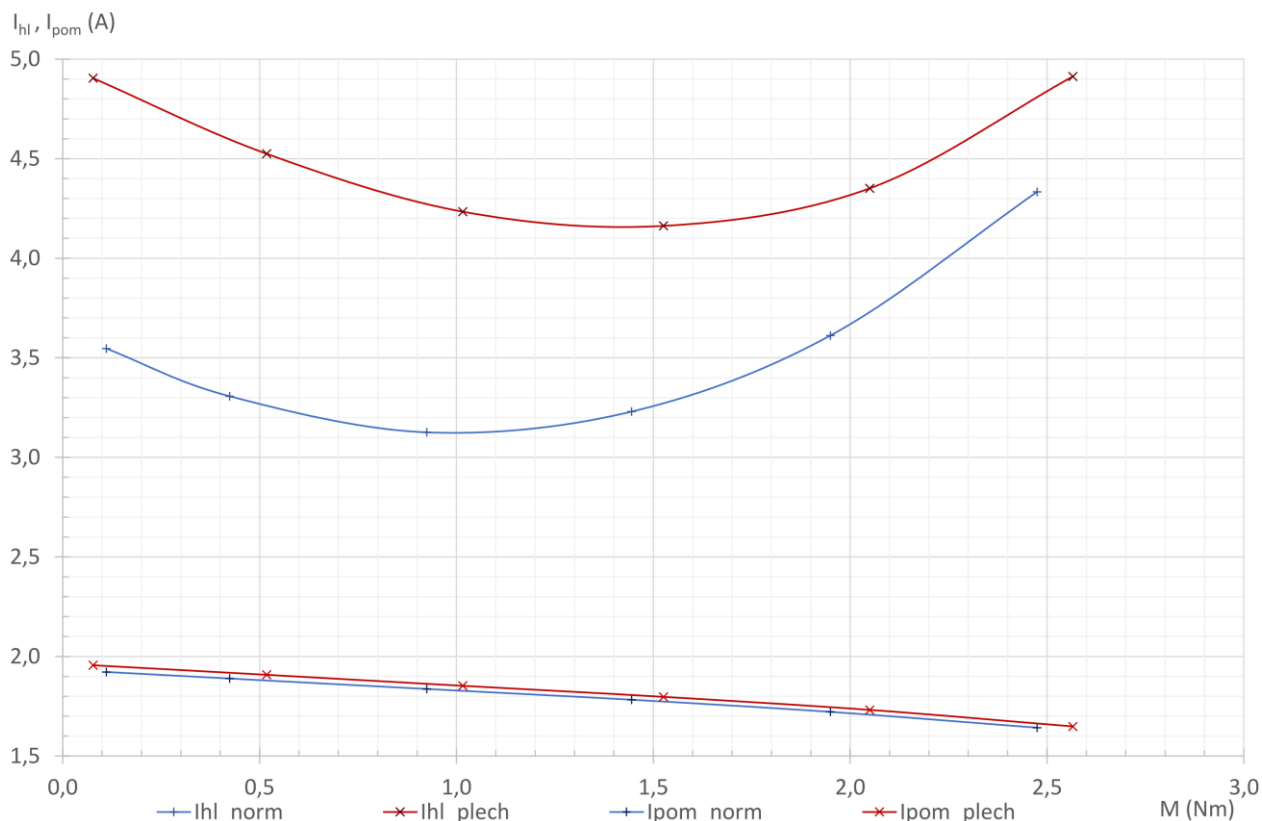
M	n	P ₁	U	cosφ	I _{celk}	φ _{celk}	I _{pom}	φ _{pom}	I _{hl}	φ _{hl}
Nm	min ⁻¹	W	V	-	A	°	A	°	A	°
2,57	2394,30	1084,70	230,23	0,91	5,18	24,48	1,65	-47,16	4,91	43,05
2,05	2561,40	871,80	230,25	0,86	4,40	30,59	1,73	-46,47	4,35	53,41
1,53	2690,50	698,00	230,29	0,78	3,90	38,94	1,80	-46,60	4,16	64,43
1,02	2795,50	548,00	230,30	0,66	3,62	48,85	1,85	-47,23	4,23	74,64
0,52	2885,50	421,10	230,33	0,51	3,57	59,23	1,91	-48,10	4,52	82,96
0,08	2954,30	324,50	230,36	0,38	3,71	67,66	1,96	-48,96	4,90	88,54

V jednotlivých naměřených hodnotách se nachází diference znázorňující, jak se změni hodnoty měřených veličin motoru s lepšími satorovými a rotorovými plechy (M700-50A) oproti motoru s plechy (M270-35A) běžně používanými u motorů daného typu.

Jednotlivé výsledky měření budou zpracovány v *Kapitole 4.7 - Účinnost stroje a její výpočet*. Dále budou porovnány s analytickým výpočtem a se simulací metodou konečných prvků.



Obrázek 4.3 - Zatěžovací charakteristika a závislost účinnosti



Obrázek 4.4 - Závislosti proudů hlavního a pomocného vinutí na momentu

4.4 Měření nakrátko

Při stavu nakrátko se asynchronní motor chová obdobně, jako transformátor se zkratovaným sekundárním vinutím. Tok při tomto stavu je velmi malý, protože tok statoru a rotoru působí proti sobě a tím se odečtou. Vyskytují se pouze rozptylové toky.

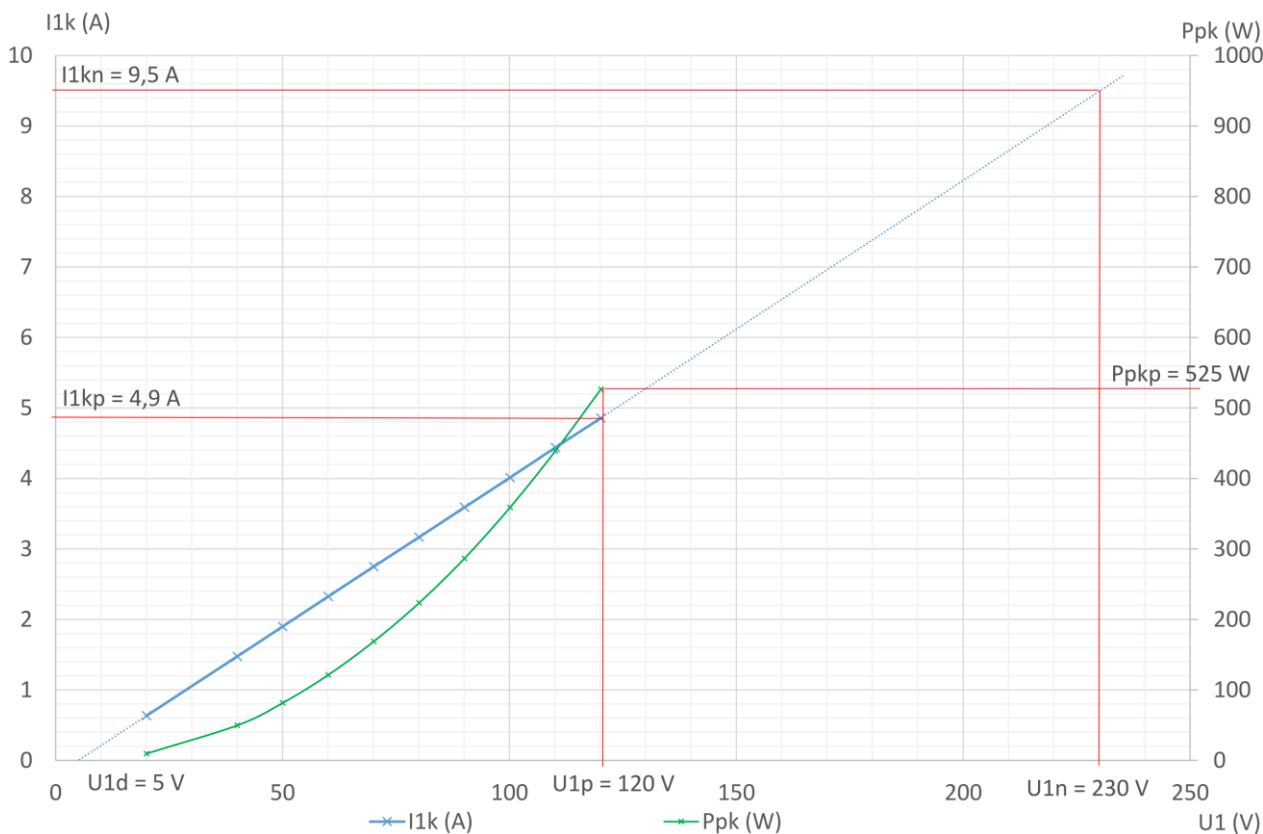
Stav motoru nakrátko je ustálený stav poměrů statorového vinutí při rotoru spojeném nakrátko a zabrzděném. Takový stav nastává v případě, že rotor stojí, je zabrzděn. K tomuto faktu dochází vždy při rozběhu motoru či zastavení způsobené přetížením stroje. Při stavu nakrátko má asynchronní stroj záběrný moment. [14]

Ztráty v železe jsou zanedbatelné, ztráty vznikají pouze průtokem proudu přes odpory obou vinutí. Účinnost je skoro konstantní, je dán poměrem odporů a rozptylových reaktancí a dosahuje hodnoty cca 0,5. Ztráty nakrátko závisí na I^2 a při lineární závislosti U a I závisí i na U^2 . [29]

Záběrný moment při sníženém napětí se vypočítá z poměru kvadrátů sníženého napětí U_{In} k jmenovitému napájecímu U_I . [28]

Příkon a proud byly vyneseny do grafu v závislosti na napětí. Závislost proudu nakrátko zpravidla není lineární závislostí a u většiny asynchronních motorů je odchylka od přímky značná. Příčinou ohybu křivky je nasycení některých částí rozptylových cest, hlavně zubů na rozhraní jednotlivých fází. Ke zhoršení magnetických vodivostí kritických míst, kterými se rozptylové toky uzavírají, dochází u správně navržených strojů v okolí jejich jmenovitých proudů.

Velikost proudu nakrátko I_{1kn} , příslušející jmenovitému napětí stroje U_{In} , určíme grafickou extrapolací křivky.



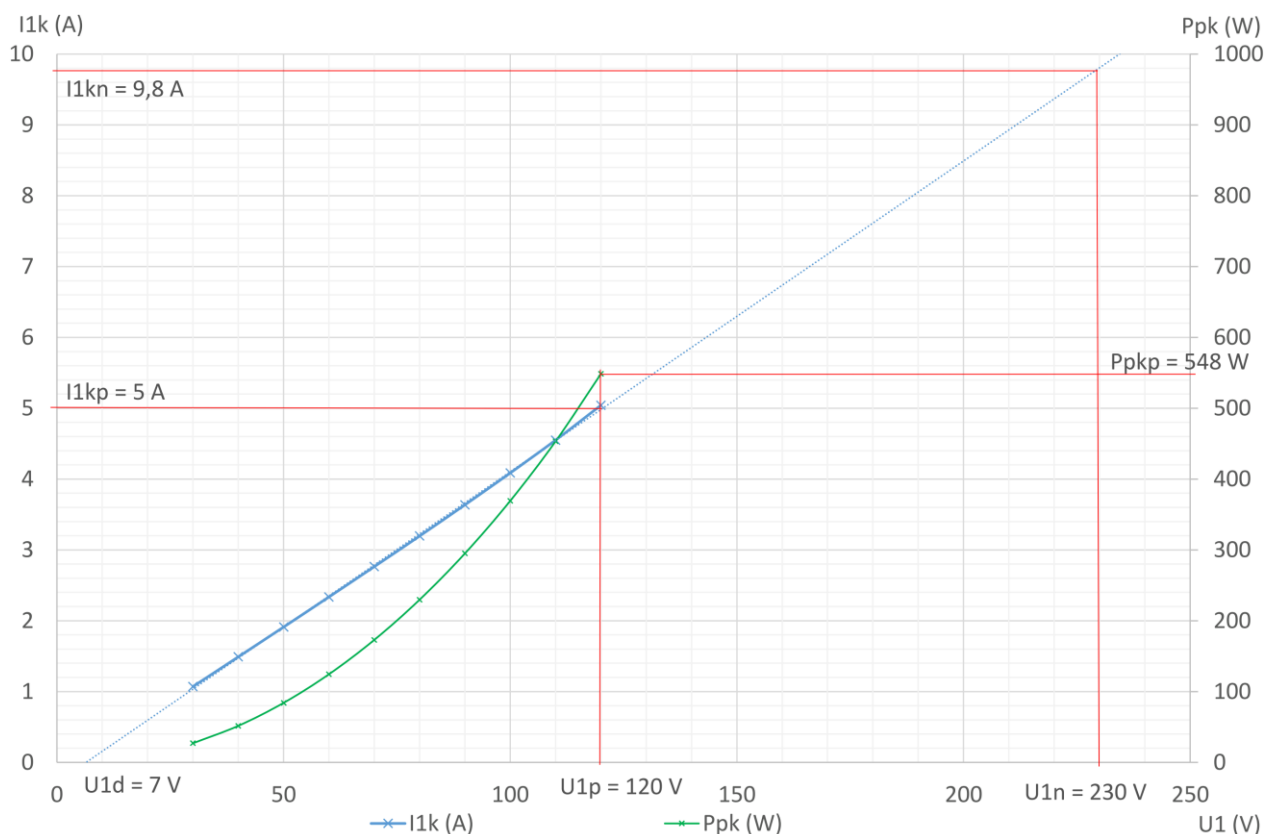
Obrázek 4.5 - Graf závislosti proudu a výkonu na napájecím napětí M700-50A

Na *Obrázku 4.5 a 4.6* je vyobrazena grafická a početní metoda pro výpočet požadovaného proudu nakrátko (31), výpočet záběrného příkonu ve stavu nakrátko (32) a výpočet záběrného momentu ve stavu nakrátko (33). [30]

$$I_{1kn} = I_{1kp} \cdot \frac{U_{1n} - U_{1d}}{U_{1p} - U_{1d}} = 4,9 \cdot \frac{230 - 5}{120 - 5} = 9,587 \text{ A} \quad (31)$$

$$P_{pkn} = P_{pkp} \cdot \left(\frac{I_{1kn}}{I_{1kp}} \right)^2 = 526,5 \cdot \left(\frac{9,587}{4,856} \right)^2 = 2052,14 \text{ W} \quad (32)$$

$$M_{zab} = M_{nam} \cdot \left(\frac{I_{1kn}}{I_{1kp}} \right)^2 = 0,35 \cdot \left(\frac{9,587}{4,9} \right)^2 = 1,34 \text{ Nm} \quad (33)$$



Obrázek 4.6- Graf závislostí proudu a výkonu na napájecím napětí M270-35A

Výsledky graficko-početní metody z měření nakrátko pro motor s použitím kvalitnějších plechů v rotoru i statoru.

$$I_{1kn} = 9,867 \text{ A}$$

$$P_{pkn} = 2105.197 \text{ W}$$

$$M_{zab} = 1,30 \text{ Nm}$$

Naměřené hodnoty při zkoušce nakrátko pro motor bez obměn a pro motor s kvalitnějšími plechy. Proud hlavním vinutí se musel dopočítat fázovým odečtením proudu procházejícím pomocným vinutím od celkového proudu odebíraného.

Tabulka 4.6 - Měření motoru nakrátko M700-50A

M_{nam}	U_k	P_{k1}	$\cos\varphi$	I_{celk}	φ_{celkk}	I_{pomk}	φ_{pomk}	I_{hkk}	φ_{hkk}
Nm	V	W	-	A	°	A	°	A	°
0,00	20,03	9,63	0,76	0,63	40,65	0,14	-76,63	0,71	50,86
0,03	40,05	49,74	0,84	1,48	32,77	0,26	-78,39	1,59	41,50
0,05	50,06	81,56	0,86	1,90	31,00	0,31	-78,69	2,03	39,40
0,07	60,08	121,25	0,87	2,33	29,79	0,37	-78,88	2,47	37,97
0,10	70,09	168,63	0,88	2,75	28,92	0,43	-79,02	2,91	36,94
0,14	80,10	223,40	0,88	3,17	28,28	0,48	-79,15	3,34	36,19
0,18	90,11	286,59	0,89	3,59	27,65	0,54	-79,16	3,78	35,47
0,23	100,13	358,75	0,89	4,01	26,74	0,59	-78,87	4,21	34,51
0,29	110,14	439,10	0,90	4,44	26,08	0,65	-78,76	4,65	33,80
0,35	120,15	526,50	0,90	4,86	25,52	0,70	-78,72	5,07	33,21

Tabulka 4.7 - Měření motoru nakrátko M270-35A

M_{nam}	U_k	P_{k1}	$\cos\varphi$	I_{kcelk}	φ_{kcelk}	I_{kpom}	φ_{kpom}	I_{khl}	φ_{khl}
Nm	V	W	-	A	°	A	°	A	°
0,33	120,00	548,50	0,91	5,04	24,97	0,69	-79,32	5,26	32,33
0,28	110,01	453,30	0,91	4,55	25,11	0,64	-79,13	4,75	32,61
0,23	100,01	369,30	0,90	4,09	25,35	0,58	-78,99	4,27	32,97
0,19	90,01	295,00	0,90	3,64	25,66	0,53	-78,86	3,80	33,40
0,15	80,01	229,70	0,90	3,20	26,06	0,47	-78,74	3,35	33,93
0,11	70,02	173,00	0,89	2,76	26,62	0,42	-78,61	2,90	34,63
0,08	60,02	124,50	0,89	2,34	27,37	0,36	-78,46	2,46	35,55
0,05	50,02	84,10	0,88	1,91	28,44	0,31	-78,26	2,02	36,85
0,04	40,01	51,61	0,87	1,49	30,05	0,25	-77,98	1,59	38,78
0,03	30,01	27,05	0,84	1,07	32,68	0,20	-77,49	1,15	41,88
0,017	20,01	10,34	0,79	0,65	37,49	0,14	-76,55	0,72	47,57

Poznámka, pro přehledný výpočet bylo použito jiné označení $I_{kp} \equiv I_{kcelk}$.

4.5 Měření mechanických ztrát

Měření mechanických ztrát se provádělo roztočením motoru pomocí dynamometru, jež byl roztočen na požadované jmenovité otáčky, při čemž se odečítal moment na hřídeli a výkon. Změřený výkon nám udává ztráty mechanické.

Tabulka 4.8 - Mechanické ztráty M700-50A

M_m	P_1	n
Nm	W	min ⁻¹
0,054	14,65	2650

Tabulka 4.9 - Mechanické ztráty M270-35A

M_m	P_1	n
Nm	W	min ⁻¹
0,049	13,60	2650

4.6 Měření naprázdno

Stavem naprázdno je myšlený stav, kdy na hřídeli motoru není připojena žádná zátěž a je napájen jmenovitou hodnotou napětí. Při tomto stavu motor zatěžují pouze jeho vlastní mechanické ztráty (ventilační a v ložiskách). Stroj odebírá ze sítě činný výkon na pokrytí mechanických ztrát a ztrát v železe statoru. Rotor má téměř synchronní otáčky (tzn. skluz je téměř nulový) a ztráty v železe rotoru jsou skoro zanedbatelné. Hlavní odběr stroje je tvořen výkonem jalovým, pro vytvoření magnetického pole. Tím že je jalová složka mnohem větší, než činná je účinník velmi malý. [29]

4.6.1 Měření poměru závitů vinutí

Měření poměru závitů vinutí bylo měřeno při otevřeném vinutí hlavním, přičemž vinutí pomocné se napájelo. Napájecí napětí bylo stejné jako indukované napětí v pomocné fázi u zkoušky naprázdno při jmenovitém napětí v hlavním vinutí. Měření bylo prováděno při sníženém napětí. Poměr závitů vinutí je pro oba motory stejný.

Tabulka 4.10 - Indukované napětí v hlavní fázi

U_p	E_h
V	V
224	87,5

Poměr mezi hlavním a pomocným vinutím se vypočte podle vztahu [35]:

$$a = \sqrt{\frac{E \cdot U_{p0}}{U \cdot E_h}} = \sqrt{\frac{375 \cdot 224}{230 \cdot 87,5}} = 2,04 \quad (34)$$

Kde: U – napětí hlavní fáze

U_p – napětí pomocné fáze

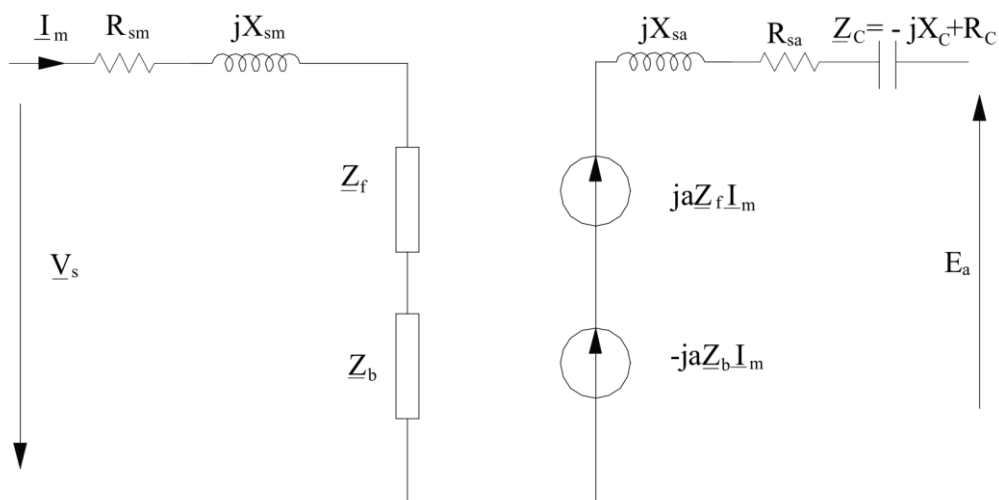
E – indukované napětí pomocné fáze

E_h – indukované napětí hlavní fáze

a – poměr závitů vinutí motoru

4.6.2 Výpočet prvků náhradního schématu

Pro výpočet prvků náhradního schématu je použito následující schéma.



Obrázek 4.7 - Ekvivalentní obvod jednofázového asynchronního motoru

Při výpočtu ztrát naprázdno budou využity hodnoty z měření nakrátko a měření naprázdno, které byly měřeny s otevřenou pomocnou fází. Nejdříve bude určena z měření nakrátko velikost odporu rotoru přepočteného na stranu statoru.

$$R_{rh} = \frac{P_{ck}}{I_{hk}^2} - R_{sh} = \frac{362,28}{4,25^2} - 4,47 = 15,49 \Omega \quad (35)$$

Kde: R_{rh} – odpor rotoru vůči hlavnímu vinutí statoru

P_{ck} – příkon nakrátko

I_{hk} – proud hlavním vinutím nakrátko

R_{sh} – odpor hlavního vinutí statoru

Statorová a rotorová reaktance:

$$X_{sh} = X_{rh} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{U}{I_{hk}}\right)^2 - (R_{sh} + R_{rh})^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{99,89}{4,25}\right)^2 - (4,47 + 15,48)^2} \quad (36)$$

$$= 6,13 \Omega$$

Kde: U – napětí hlavní fáze

X_{sh} – reaktance hlavního vinutí statoru

X_{rh} – reaktance rotoru vůči hlavnímu vinutí

Magnetizační reaktance:

$$X_{mm1} = 2 \sqrt{\frac{E^2}{a^2 \cdot I_{h0}^2} - \frac{R_{rh}}{16}} - X_{rh} = 2 \sqrt{\frac{382^2}{2,04^2 \cdot 3,8475^2} - \frac{15,49}{16}} - 6,13$$
$$= 90,9 \Omega \quad (37)$$

Kde: X_{mm1} – magnetizační reaktance

E – indukované napětí pomocné fáze

a – poměr závitů vinutí motoru

I_{h0} – proud hlavní fázi naprázdno

Ze ztrát naprázdno se získá odpor magnetického obvodu vůči hlavnímu vinutí:

$$R_{hFe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{2 \cdot I_{h0}^2} = \frac{82,357}{2 \cdot 3,8475} = 2,59 \Omega \quad (38)$$

Kde: R_{hFe} – odpor magnetického obvodu vůči hlavnímu vinutí

ΔP_{Fe} – ztráty v železe

Výpočet se ověří z definice impedance naprázdno:

$$X_{mm2} = 2 \sqrt{\left(\frac{U}{I_{h0}}\right)^2 - \left(R_{sh} + R_{hFe} + \frac{R_{rh}}{4}\right)^2} - X_{rh} =$$
$$= 2 \sqrt{\left(\frac{230,45}{3,8475}\right)^2 - \left(4,22 + 2,59 + \frac{15,49}{4}\right)^2} - 6,13 = 111,75 \Omega \quad (39)$$

Kde: X_{mm2} – magnetizační reaktance

Výsledná magnetizační reaktance je dána průměrem součtu vypočtených magnetizačních reaktancí [33], [35]:

$$X_{mm} = \frac{X_{mm1} + X_{mm2}}{2} = \frac{90,9 + 111,75}{2} = 101,32 \Omega \quad (40)$$

Kde: X_{mm} – výsledná magnetizační reaktance

Tabulka 4.11 - Výsledné hodnoty prvků náhradního schématu hlavního vinutí

		M700-50A	M270-35A
R_{sh}	Ω	4,32	4,53
R_{rh}	Ω	15,49	15,84
X_{sh}, X_{rh}	Ω	6,13	5,78
R_{hFe}	Ω	2,59	1,17
X_{mm}	Ω	101,32	79,82

4.6.3 Výpočet ztrát v železe společně se ztrátami mechanickými

Pomocí prvků náhradního schéma lze z naměřených hodnot naprázdno vypočíst ztráty v železe společně se ztrátami mechanickými.

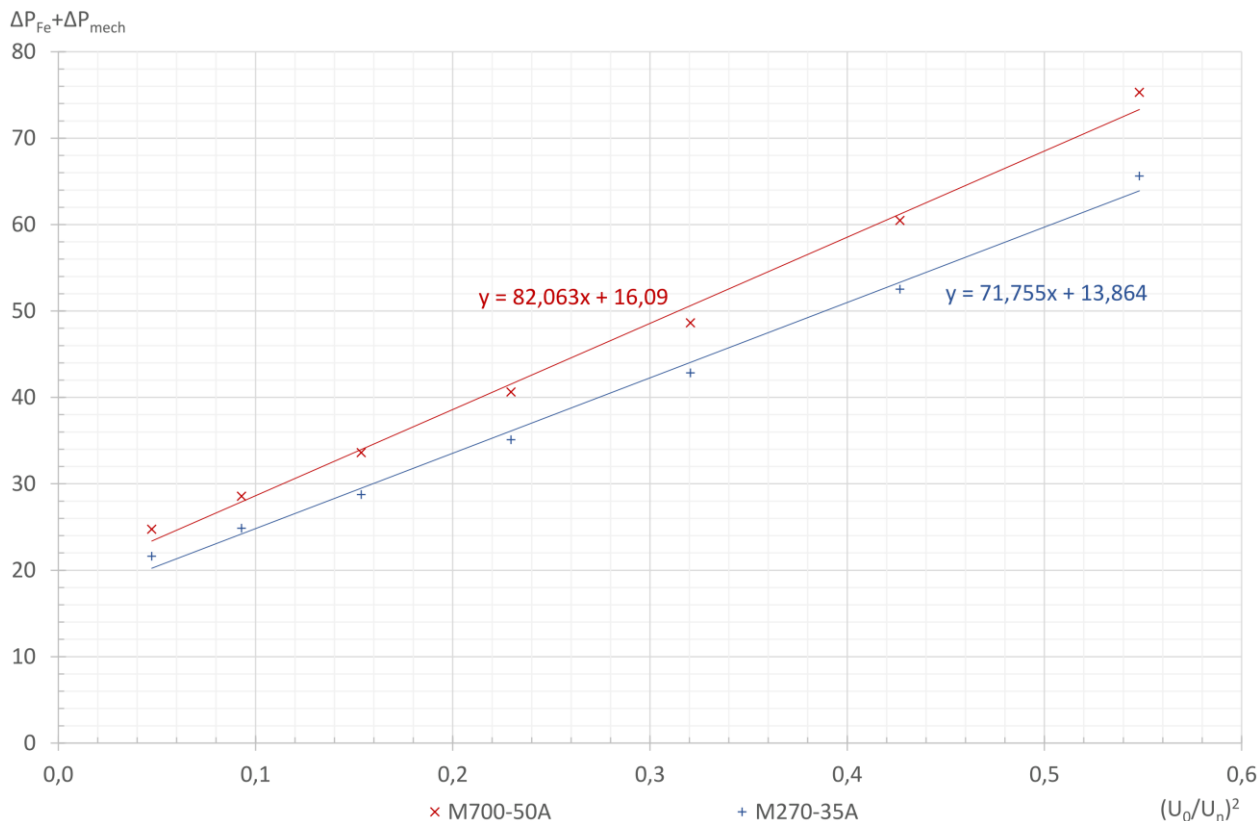
$$\Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} = P_{h0} - \left(R_{sh} + \frac{R_{rh}}{4} \right) \cdot I_{h0}^2 = 265,9 - \left(4,47 + \frac{15,49}{4} \right) \cdot 4,42^2 \quad (41)$$

$$= 107,75 \text{ W}$$

Kde: P_{h0} – příkon naprázdno

Poměr napětí naprázdno k napětí jmenovitému umocněného na druhou nám umožní hodnoty proložit přímkou. (Ztráty se mění s kvadrátem napětí.)

$$\left(\frac{U_0}{U_n} \right)^2 = \left(\frac{170,29}{230} \right)^2 = 0,548 \quad (42)$$



Obrázek 4.8 - Určení mechanických a ztrát v železe

Lineární rovnice vzniklá z regresní přímky nám udává ztráty mechanické a ztráty v železe. První člen je pro ztráty v železe a člen druhý pro ztráty mechanické. Podrobný přehled je v tabulce níže.

Tabulka 4.12 - Hodnoty ztrát v železe a mechanických

M700-50A		M270-35A	
ΔP_{Fe}	ΔP_{mech}	ΔP_{Fe}	ΔP_{mech}
W	W	W	W
82,063	16,090	71,755	13,864

Tabulka 4.13 - Měření stavu naprázdno M700-50A

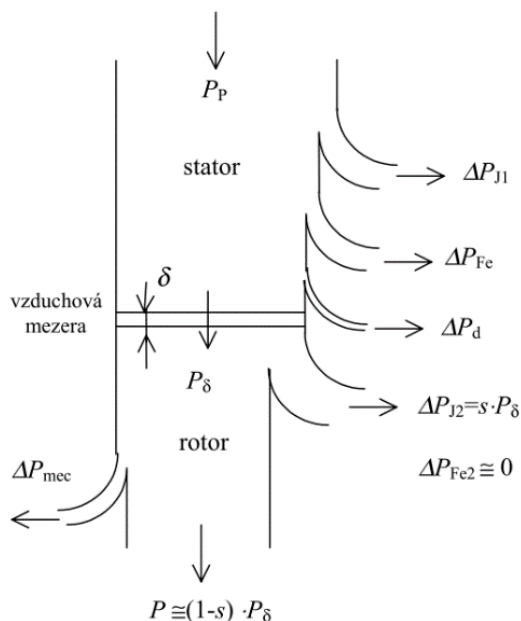
n	U_0	P_0	$\cos\varphi_{0celk}$	I_{0celk}	φ_{0celkk}	$\Delta P_{Fe} + \Delta P_m$	$(U_0/U_n)^2$
min^{-1}	V	W	-	A	°	W	-
2955,20	250,39	336,10	0,276	4,86	73,95	147,64	1,185
2963,30	230,37	228,20	0,269	3,68	74,40	119,85	1,003
2965,20	210,34	163,20	0,267	2,90	74,49	95,89	0,836
2965,90	190,31	120,30	0,266	2,37	74,55	75,30	0,685
2965,20	170,29	91,50	0,273	1,97	74,18	60,48	0,548
2961,20	150,25	70,10	0,285	1,64	73,45	48,64	0,427
2954,20	130,21	55,49	0,313	1,36	71,79	40,62	0,321
2946,10	110,18	43,81	0,352	1,13	69,39	33,61	0,229
2923,10	90,15	35,52	0,422	0,93	65,02	28,56	0,154
2875,50	70,11	29,71	0,537	0,79	57,50	24,74	0,093
2721,10	50,07	27,00	0,697	0,77	45,79	22,22	0,047

Tabulka 4.14 - Měření stavu naprázdno M270-35A

n	U_0	P_0	$\cos\varphi_{0celk}$	I_{0celk}	φ_{0celkk}	$\Delta P_{Fe} + \Delta P_m$	$(U_0/U_n)^2$
min^{-1}	V	W	-	A	°	W	-
2932,80	250,36	460,20	0,292	6,30	73,04	124,24	1,185
2946,20	230,35	291,00	0,268	4,71	74,44	103,36	1,003
2955,30	210,33	189,70	0,253	3,56	75,33	82,46	0,836
2957,20	190,31	130,70	0,248	2,77	75,67	65,63	0,685
2958,80	170,28	94,30	0,249	2,22	75,56	52,53	0,548
2956,30	150,25	70,50	0,260	1,81	74,96	42,85	0,427
2949,60	130,22	53,48	0,279	1,47	73,82	35,09	0,321
2938,70	110,18	40,76	0,311	1,19	71,91	28,75	0,229
2916,80	90,15	32,52	0,379	0,95	67,72	24,86	0,154
2869,20	70,11	26,57	0,495	0,77	60,32	21,61	0,093
2746,20	50,07	23,26	0,673	0,69	47,67	19,23	0,047

4.7 Účinnost stroje a její výpočet

Následující *Obrázek 4.9* poukazuje na výkonovou bilanci asynchronního stroje. Jednotlivé označení parametrů je popsáno v *Kapitole 2.3*.



Obrázek 4.9 - Výkonová bilance stroje

Joulové ztráty ve vinutí statoru se vyčíslí pomocí Joulova zákona, jsou použity hodnoty ze zatěžovací charakteristiky.

$$\Delta P_{J1} = R_{sh} \cdot I_{hl}^2 + R_{sp} \cdot I_{pom}^2 = 4,614 \cdot 4,33^2 + 9,536 \cdot 1,64^2 = 112,37 \text{ W} \quad (43)$$

Výkon přenášený přes vzduchovou mezeru. Ztráty přídatné jsou pro naše výpočty zanedbatelné, a proto ve vzorci nefigurují.

$$P_{\delta} = P_1 - \Delta P_{J1} - \Delta P_{Fe} = 1025,2 - 112,37 - 82,063 = 830,767 \text{ W} \quad (44)$$

Ztráty ve vinutí rotoru se vypočítají pomocí znalosti výkonové bilance ztrát asynchronního motoru. Hlavním prvkem je výkon přenášený přes vzduchovou mezeru asynchronního stroje součinem skluzu a tohoto výkonu lze vyčíslit ztráty ve vinutí rotoru.

$$\Delta P_{J2} = P_{\delta} \cdot s = 830,767 \cdot 0,16 = 132,923 \text{ W} \quad (45)$$

Nakonec zbývá už pouze vyčíslit ztráty přídatné neboli dodatečné. Tyto ztráty jsou velmi těžko měřitelné a zjistit jejich původ je ještě složitější. Takto vzniklé ztráty se přirovnávají k dodatečnému výkonu, který je zmařen v motoru po odečtení Joulových ztrát ve vinutí a ztrát vzniklých v magnetickém obvodu.

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{přid}} &= (P_1 - P_2) - (\Delta P_{J1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{J2} + \Delta P_{\text{mech}}) \\ &= (813,10 - 542,71) - (87,52 + 82,06 + 69,90 + 16,09) \\ &= 5,5 \text{ W} \end{aligned} \quad (46)$$

Výpočet výkonových poměrů byl vyčíslen pro jmenovitý stav stroje, který odpovídá momentovému zatížení 2 Nm. Jednotlivé ztráty figurující ve výpočtu účinnosti stroje byly převedeny na procenta a následně byl zhotoven výšečový diagram pro přehlednost.

Tabulka 4.15 - Výpočet výkonových poměrů ze zatěžovací charakteristiky M700-50A

M	n	s	P ₁	P ₂	ΔP _c	η _c	P _δ
Nm	min ⁻¹	-	W	W	W	%	W
1,95	2657,7	0,114	813,10	542,71	270,39	66,75	612,61

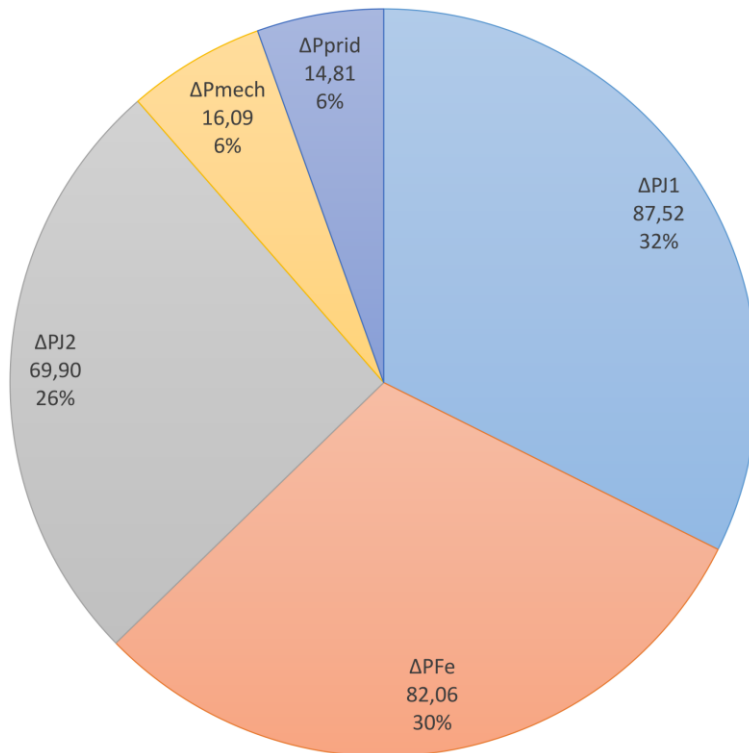
ΔP _c	ΔP _{J1}	ΔP _{Fe}	ΔP _{J2}	ΔP _{mech}	ΔP _{přid}
W	W	W	W	W	W
270,39	87,52	82,06	69,90	16,09	14,81
ΔP _c %	ΔP _{J1} %	ΔP _{Fe} %	ΔP _{J2} %	ΔP _{mech} %	ΔP _{přid} %
%	%	%	%	%	%
100	32,4	30,4	25,9	6,0	5,5

Tabulka 4.16 - Výpočet výkonových poměrů ze zatěžovací charakteristiky M270-35A

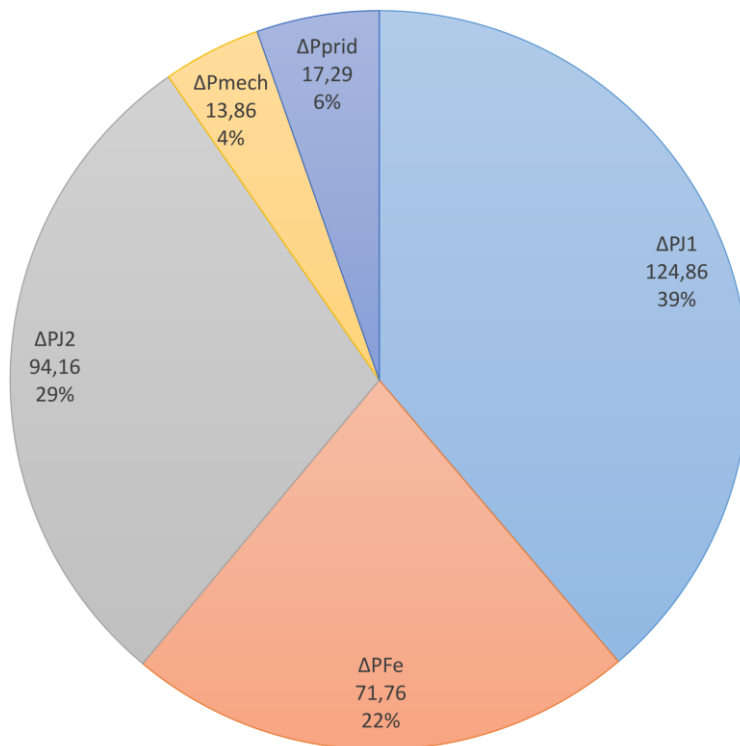
M	n	s	P ₁	P ₂	ΔP _c	η _c	P _δ
Nm	min ⁻¹	-	W	W	W	%	W
2,05	2561,4	0,146	871,80	549,87	321,93	63,07	644,03

ΔP _c	ΔP _{J1}	ΔP _{Fe}	ΔP _{J2}	ΔP _{mech}	ΔP _{přid}
W	W	W	W	W	W
321,93	124,86	71,76	94,16	13,86	17,29
ΔP _c %	ΔP _{J1} %	ΔP _{Fe} %	ΔP _{J2} %	ΔP _{mech} %	ΔP _{přid} %
%	%	%	%	%	%
100	38,8	22,3	29,2	4,3	5,4

Níže vyobrazené výšečové diagramy přehledně znázorňují, jak se mění výkonové poměry při změně kvality plechů, z kterých jsou vyhotoveny rotor a stator. Kvalitnější plechy mají za následek snížení ztrát v železe ΔP_{Fe} , na druhou stranu se zvýší Joulovy ztráty ΔP_{J2} ve vinutí statoru, které jsou způsobeny průchodem vyššího proudu způsobeného níže položeným kolenem B-H křivky.



Obrázek 4.10 - Procentuální rozložení ztrát ve jmenovitém bodě pro M700-50A



Obrázek 4.11 - Procentuální rozložení ztrát ve jmenovitém bodě pro M270-35A

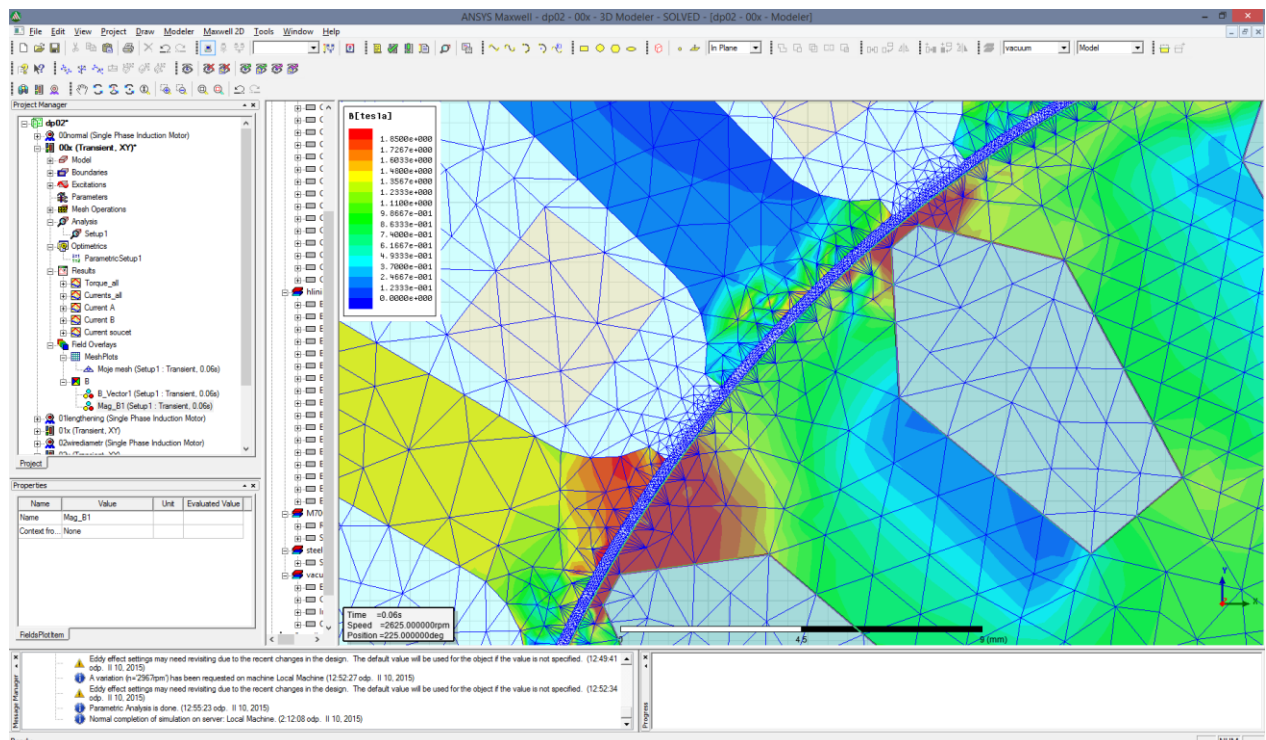
5 VYTVOŘENÍ MODELU KONKRÉTNÍHO JEDNOFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU V ANSYS MAXWELL POMOCÍ RMXPRT

Pro předběžné ověření, jaký vliv bude mít na stroj daná inovace, k dispozici máme simulační program ANSYS Maxwell. Nejprve bude provedena simulace běžně vyráběného stroje bez dalších zásahů a následně daného inovačního zadání. Bude analyzováno, jak se motor bude chovat v reálném prostředí, zdali je pro nás změna posunem kupředu a zda jí lze za běžných provozních podmínek realizovat.

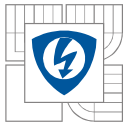
5.1 ANSYS Maxwell

Práce s programem je díky grafickému uživatelskému rozhraní velice jednoduchá a intuitivní. Uživateli je při spuštění nabídnuto 6 typů řešičů, každý přizpůsobený pro efektivní výpočet jiného druhu problému. Je možné provádět analýzy stacionární, nestacionární, s harmonickými zdroji elektromagnetických polí nebo analýzy frekvenční. Uvedené analýzy nacházejí uplatnění při projektování elektromotorů, generátorů, transformátorů, induktorů a také spotřební elektrotechniky.

Program má inteligentní algoritmy pro návrh a optimalizaci výpočetní sítě (autoadaptive meshing). Program dokáže pracovat i s materiály nelineárními s definovanou B-H závislostí, s materiály laminovanými složenými z izolovaných plechů, s materiály anizotropními, nehomogenními a teplotně závislými. Proces geometrického návrhu elektrického stroje usnadňují dva expertní moduly: *ANSYS RMXprt* – pro točivé stroje, *ANSYS PEXprt* – pro transformátory. Na základě analytických vztahů jsou provedeny rychlé výpočty navrhovaného stroje. Při požadavku na nízké výrobní náklady optimalizace umožní navrhnout zařízení s vylepšenými technickými parametry. [31]



Obrázek 5.1 - Příklad vzhledu uživatelského rozhraní



5.1.1 Metoda konečných prvků

Tento software je založen na výpočtu výsledků pomocí (*MKP*) metody konečných prvků. Metoda slouží k výpočtu a zobrazení fyzikálních průběhů napětí, proudů, jevů elektromagnetismu a mechanických vlastností modelu, který byl vytvořen v modulu *RMxprt*.

Její princip spočívá v diskretizaci spojitého kontinua do určitého (konečného) počtu prvků, přičemž zjišťované parametry jsou určovány v jednotlivých uzlových bodech. Ačkoliv jsou principy této metody známy již delší dobu, k jejímu masovému využití došlo teprve s nástupem moderní výpočetní techniky. [32]

Preprocesor (diskretizace modelu) → Solver (výpočet) → Postprocesor (zobrazení)

1. Model objektu zájmu
2. Diskretizace modelu (rozdělení vytvořeného 2D modelu na síť)
3. V každém diskretním bodě jsou do všech směrů (x, y, z) vytvořeny rovnice.
4. Nahrazení funkce posuvů polynomem a vyjádření funkce posuvů
5. Zavedení okrajových podmínek
6. Výpočet soustavy lineárních algebraických rovnic
7. Výpočet deformací a napětí pro jednotlivé uzlové body
8. Většinou grafické zobrazení na modelu s výpisem důležitých hodnot

5.1.2 Analytický výpočet pomocí *RMxprt*

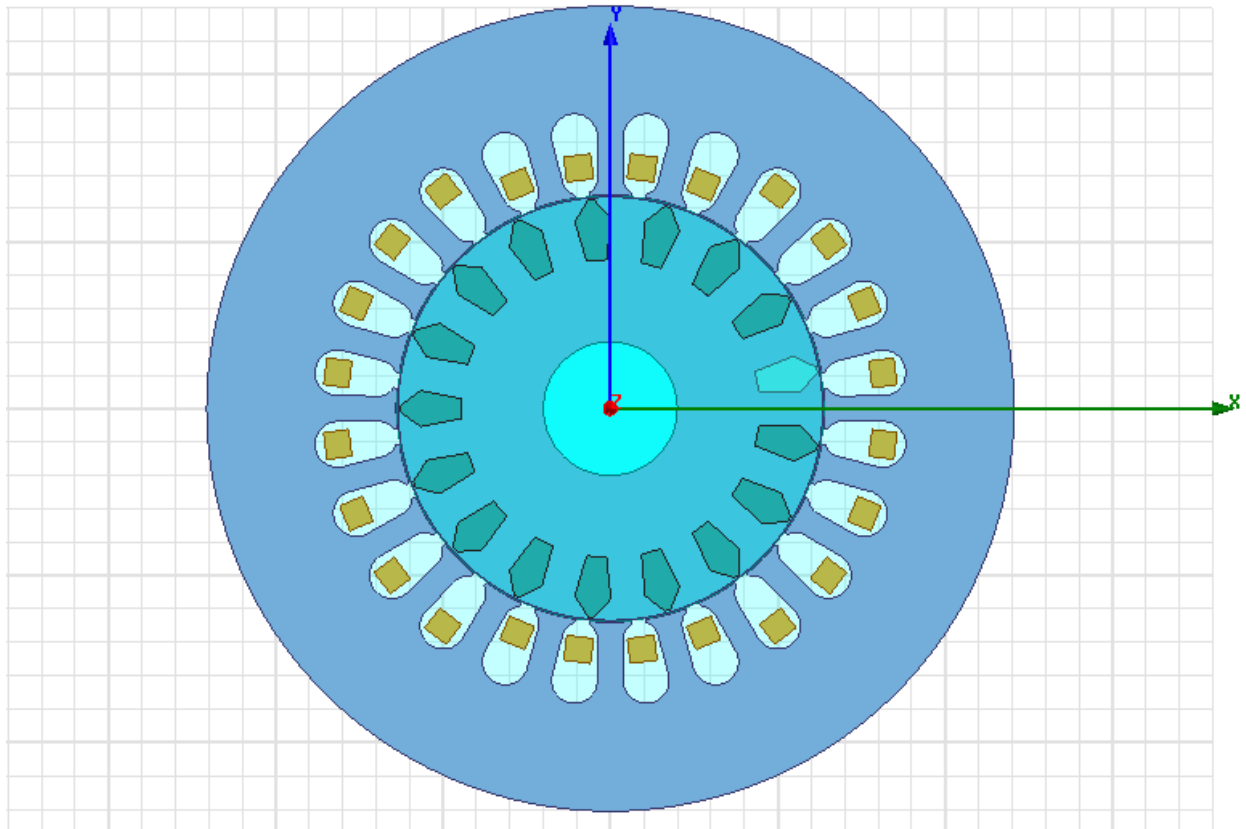
RMxprt využívá k analytickému výpočtu vztahy vycházející ze základních zákonů elektrotechniky popsaných pomocí Maxwellových rovnic a dalších známých zákonů elektrotechniky. Podobné vztahy pro výpočet daných charakteristik strojů jsou uvedeny např. v literatuře *Stavba elektrických strojů* od Kopilova [8].

5.1.3 Porovnání metod zjišťování parametrů

Porovnáním dvou předešlých možností výpočtu společně s reálně v laboratoři naměřenými charakteristikami, lze získat informaci o správnosti nasimulovaného motoru. Pokud simulované hodnoty přibližně odpovídají měřeným charakteristikám, lze tento model použít pro další simulace s aplikací nějaké změny pro zvyšování účinnosti.

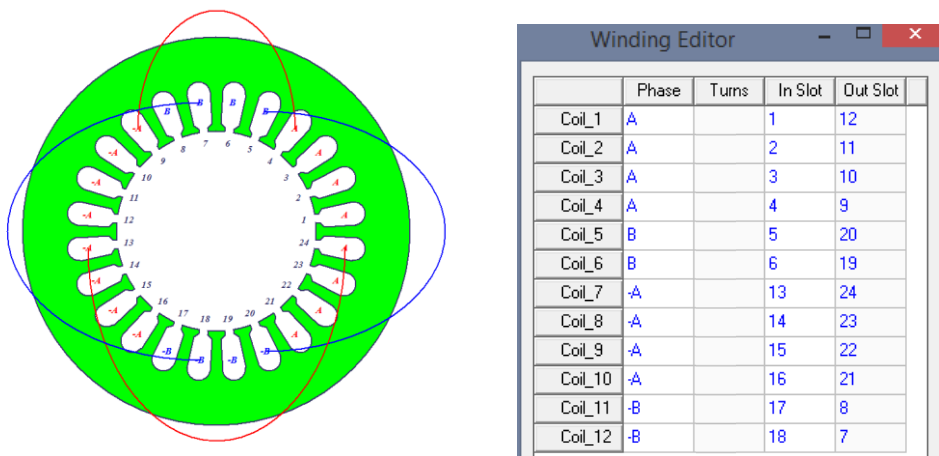
5.2 Vytvoření 2D modelu motoru

K vytvoření 2D modelu byl použit modul *RMxpert*, ve kterém lze velmi snadno vytvořit motor jakéhokoli tvaru velikosti a parametrů. K vytvoření modelu nám sloužily podklady skutečného v laboratoři měřeného motoru.



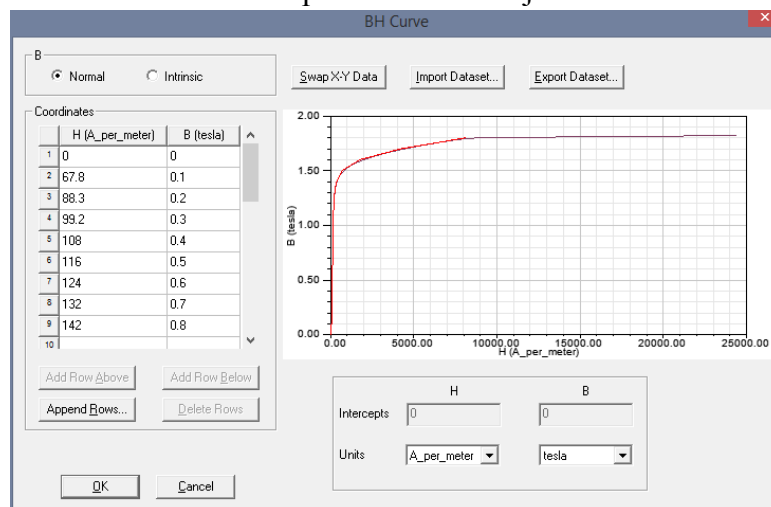
Obrázek 5.2 - Rozložení vinutí v modelu statoru a rotoru

Vytvoření vinutí v *RMxpertu* je jednoduché, vyberou se základní parametry, přidělí počty vodičů a zapíše informace, z jaké drážky svazek vystupuje a do jaké naopak vchází.



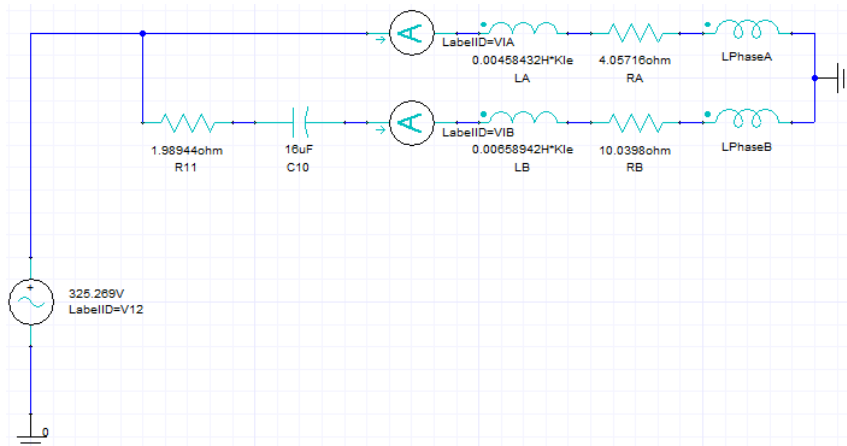
Obrázek 5.3 - Vytvoření vinutí v *RMxpertu*

- Vytvoření nelineárního materiálu plechů – Detailnější informace o materiálu v *Kapitole 3.4*



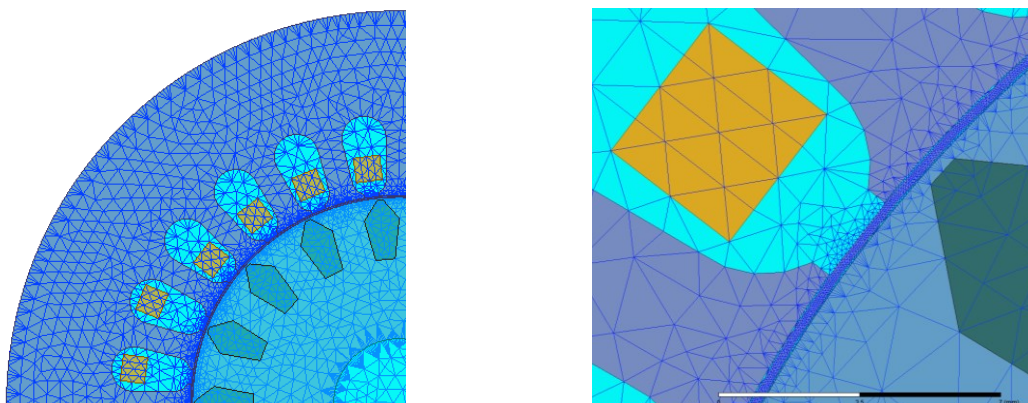
Obrázek 5.4 - B-H křivka v RMXprt

- Schéma modelu jednofázového asynchronního motoru
Odpory hlavního a pomocného vinutí mají odchylku, způsobenou nedokonalým modelem. Nicméně tyto hodnoty jsou v přijatelné míře oproti skutečnosti.



Obrázek 5.5 - Schéma motoru z náhradních obvodových prvků

- Vytvoření sítě pro analytické řešení výpočtu
Jemnost sítě ve vzduchové mezeře byla zvětšena, protože vzduchová mezera je pro nás objektem zájmu. Je velmi důležité přesně vypočítat, kolik energie je přeneseno přes vzduchovou mezera.



Obrázek 5.6 - Vytvořená síť v modelu

5.3 Simulace standartního motoru bez úprav

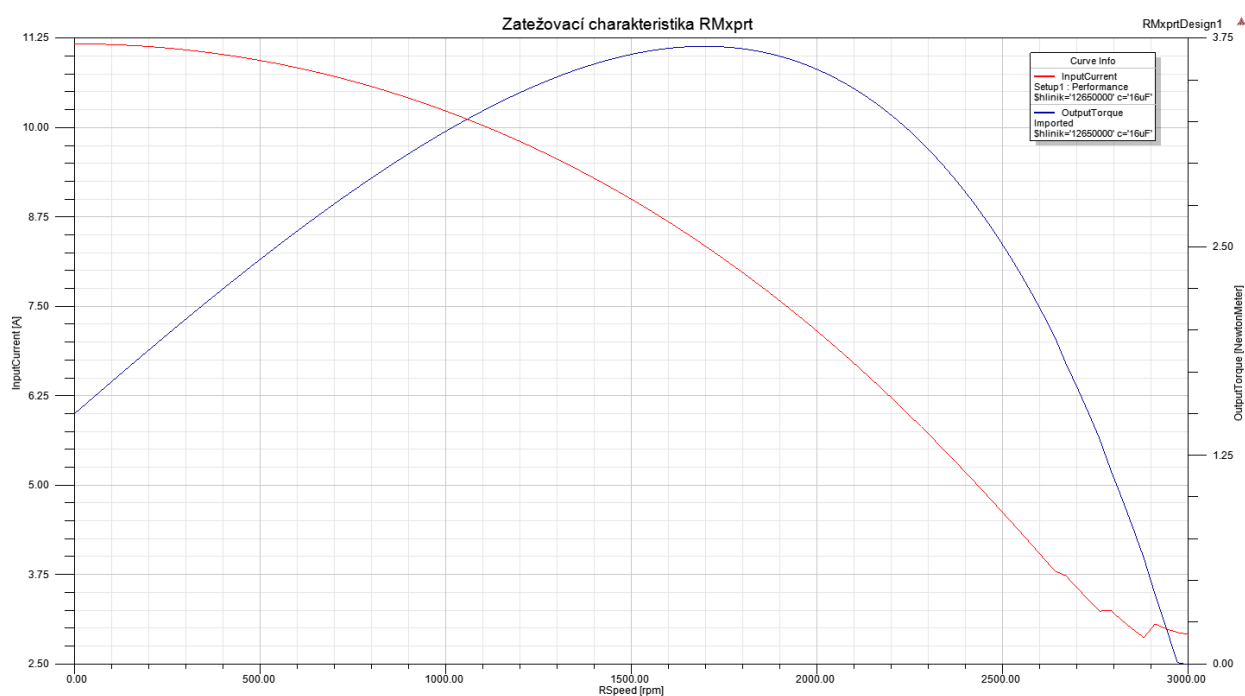
Simulováním motoru se snažíme co nejvíce přiblížit k laboratorně změřeným charakteristikám reálného motoru. Nejprve se provádí analytický výpočet pomocí *RMxp_rtu* a následně výpočet pomocí metody konečných prvků ve 2D modelu. Následně se tyto charakteristiky porovnají, měly by se sobě podobat.

5.3.1 Výpočet pomocí *RMxp_rtu*

Hodnoty jsou získány z grafů zatěžovacích charakteristik (*Obrázek 5.7*) vygenerovaných *RMxp_rtem*, tyto výpočty byly vypočteny analyticky. Chyba měření v okolí nejvyšších otáček je proložena křivkou. Tato nedokonalost je způsobena nedokonalým řešičem.

Tabulka 5.1 - Naměřené hodnoty zatěžovací charakteristiky v *RMxp_rtu*

n	M	I_{celk}
min^{-1}	Nm	A
2460	2,62	4,81
2520	2,42	4,47
2640	1,94	3,79
2760	1,34	3,23
2820	0,98	3,11
2880	0,63	2,88
2940	0,21	3,00



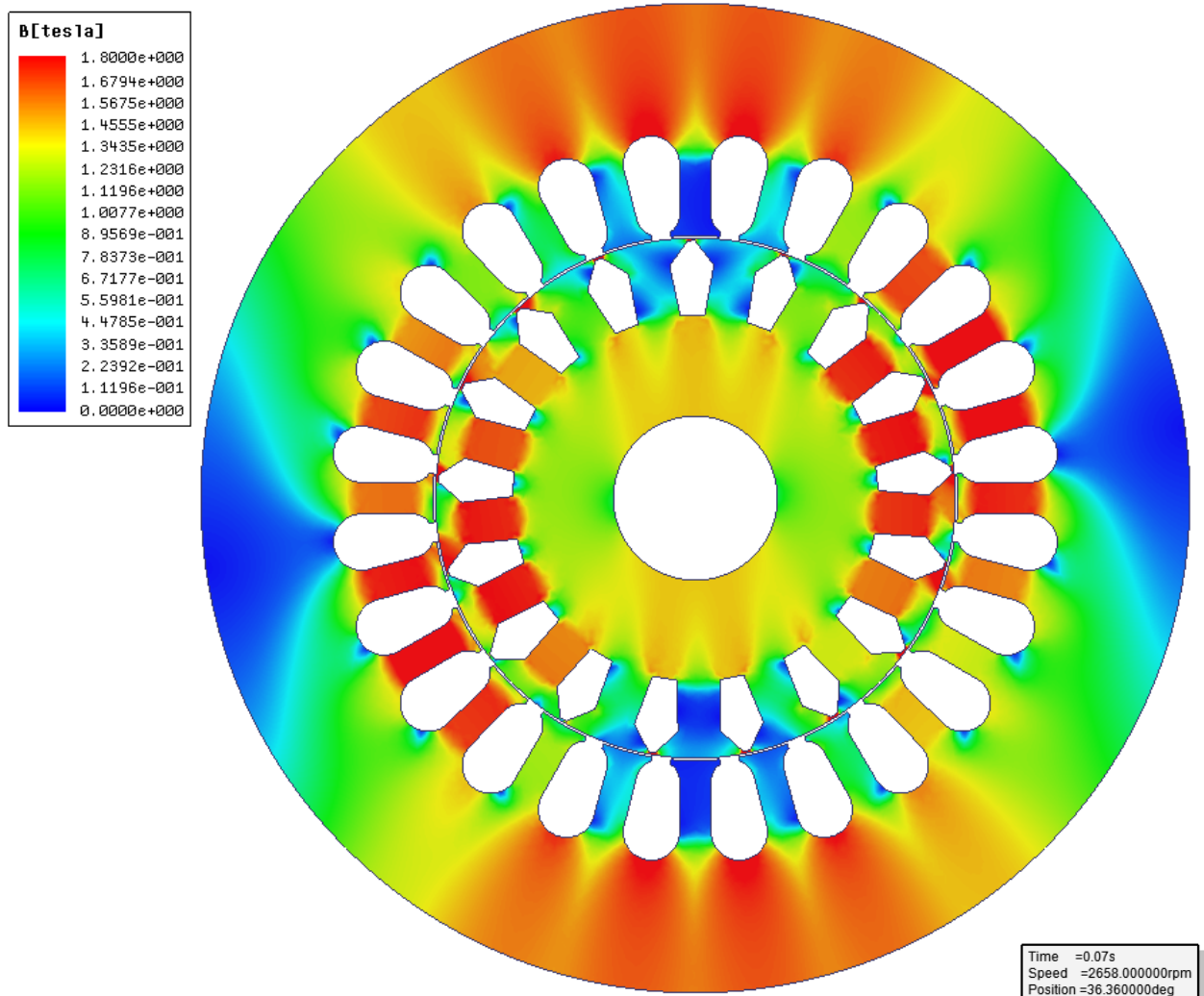
Obrázek 5.7 – Analytický výpočet zatěžovací charakteristiky pomocí *RMxp_rtu*

5.3.2 Hodnoty výpočtu získané pomocí metody konečných prvků

Metodou konečných prvků byly získány průběhy hodnot při jednotlivých otáčkách, z těchto průběhů v jedné periodě byla využita analytická funkce Rms pro proud a Avg pro moment. Z těchto vypočtených hodnot byla vytvořena zatěžovací charakteristika a porovnána s měřením a s hodnotami vypočítanými analyticky v $RMxprt$. Obrázek 5.9 a 5.10 viz níže. Obrázek 5.8 poukazuje na rozložení magnetické indukce v magnetickém obvodu motoru.

Tabulka 5.2 - Analytické výpočty z 2D modelu v Maxwellu

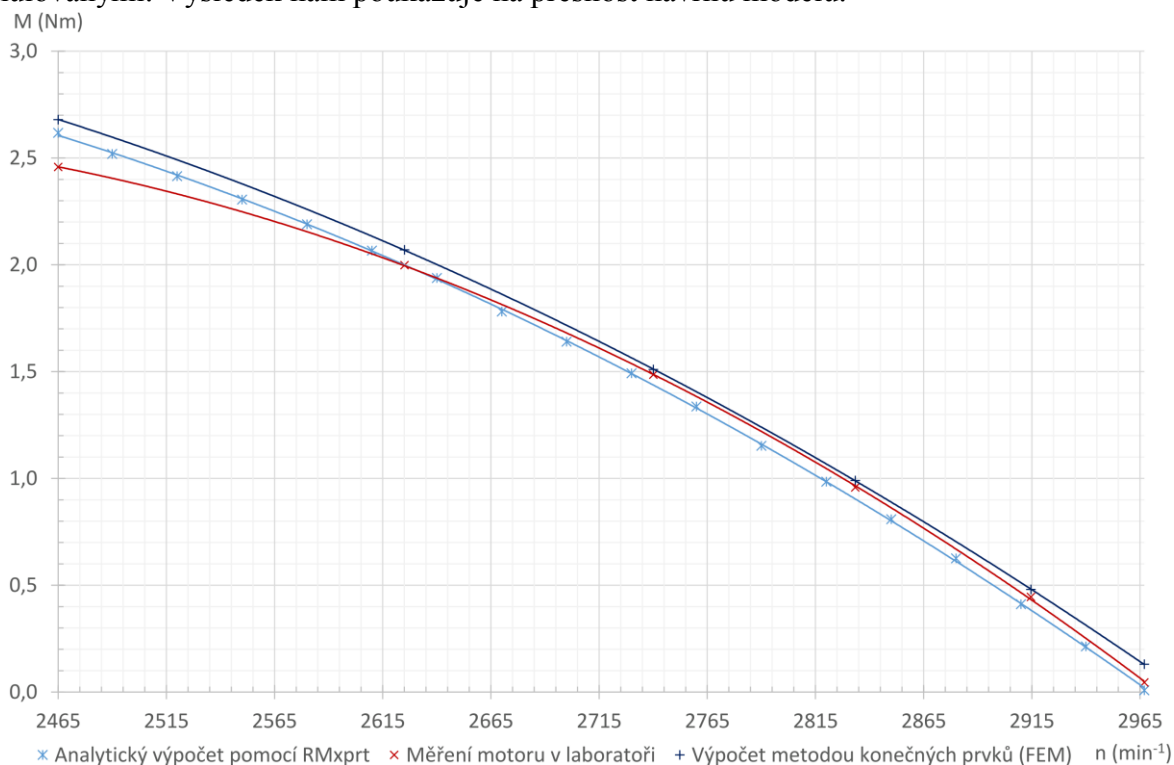
n min^{-1}	M_{avg} Nm	$I_{celkrms}$ A
2465,0	2,68	4,65
2625,1	2,07	3,73
2740,1	1,51	3,11
2833,4	0,99	2,70
2914,6	0,48	2,55
2967,0	0,13	2,59



Obrázek 5.8 - Rozložení magnetické indukce ve statoru a rotoru

5.3.3 Porovnání charakteristik naměřených, vypočtených pomocí MKP a analyticky pomocí *RMxpertu*

Měřením motoru v laboratoři byla získána momentová a proudová zatěžovací charakteristika. Dále byly nasimulovány dvěma způsoby zatěžovací a proudové charakteristiky. Z těchto simulací vypočtených hodnot byly vytvořeny pro přehlednost společné grafy a porovnány naměřené se simulovanými. Výsledek nám poukazuje na přesnost návrhu modelu.



Obrázek 5.9 - Momentová zatěžovací charakteristika porovnání



Obrázek 5.10 - Proudová zatěžovací charakteristika porovnání

5.4 Simulování motoru s kvalitnějšími plechy

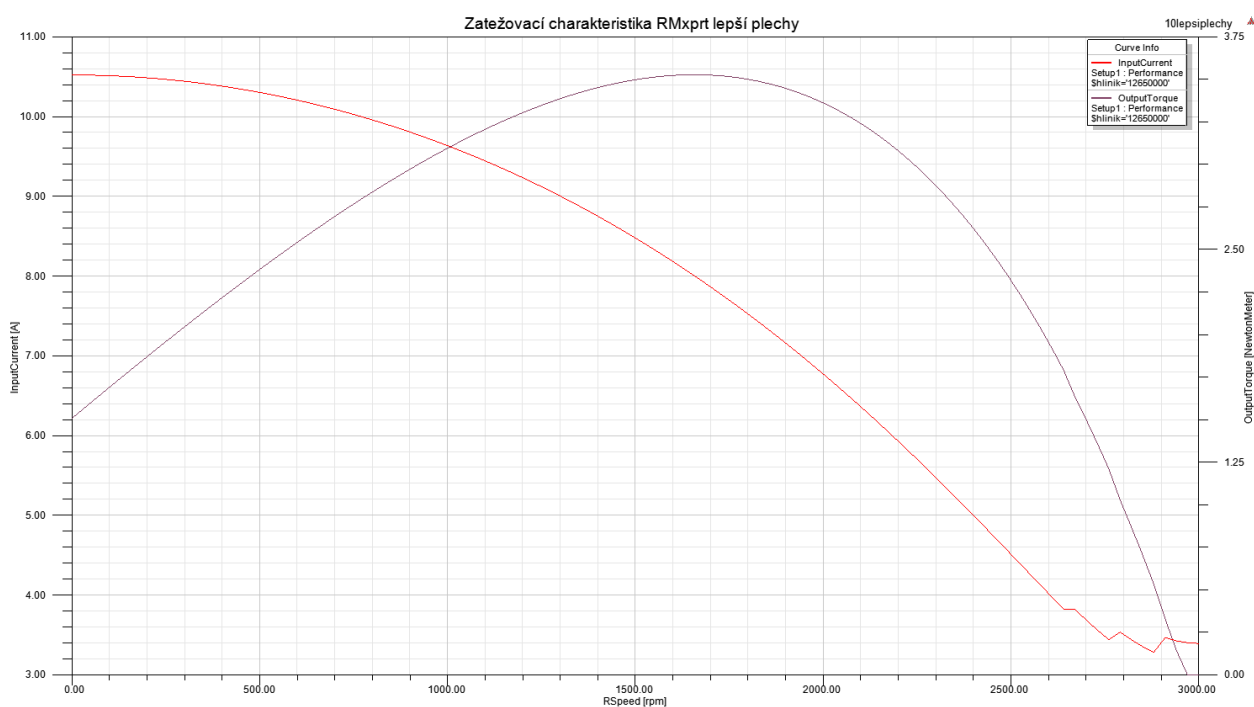
Zvýšení účinnosti využitím kvalitnějších plechů se používá často u motorů třífázových a tudíž je dosti pravděpodobné, že dojde ke zvýšení účinnosti i motorů jednofázových. V našem případě byl použit plech *M270-35A*, namísto původního *M700-50A*. Novější plech byl z tenčího materiálu, měl nižší ztráty a koleno B-H křivky plechů *M270-35A* je níže, což je nevýhoda.

5.4.1 Výpočet pomocí *RMxpřtu*

Hodnoty jsou získány z grafů zatěžovacích charakteristik (*Obrázek 5.11*) vygenerovaných *RMxpřtem*, tyto výpočty byly vypočteny analyticky. Chyba měření v okolí nejvyšších otáček je proložena křivkou. Tato nedokonalost je způsobena nedokonalým řešičem.

Tabulka 5.3 - Naměřené hodnoty zatěžovací charakteristiky v *RMxpřtu* (lepší plechy)

n	M	I_{celk}
min^{-1}	Nm	A
2394	2,84	5,69
2561	2,28	4,82
2690	1,68	4,33
2795	1,10	4,09
2885	0,55	3,89
2954	0,09	4,05
2394	2,84	5,69



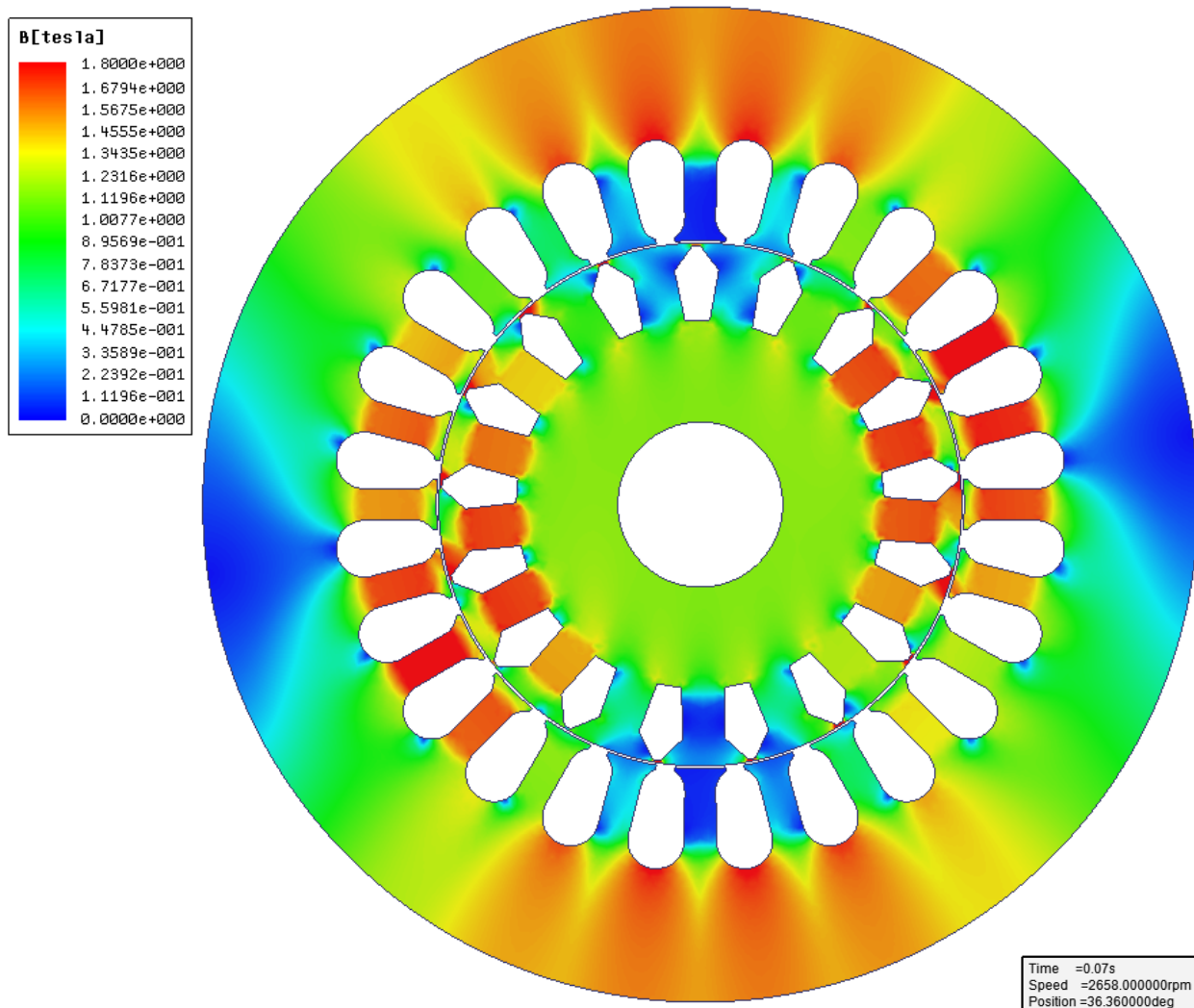
Obrázek 5.11 – Analytický výpočet zatěžovací charakteristiky pomocí *RMxpřtu* (lepší plechy)

5.4.2 Hodnoty výpočtu získané pomocí metody konečných prvků

Metodou konečných prvků byly získány průběhy hodnot při jednotlivých otáčkách, z těchto průběhů v jedné periodě byla využita analytická funkce Rms pro proud a Avg pro moment. Z těchto vypočtených hodnot byla vytvořena zatěžovací charakteristika a porovnána s měřením a s hodnotami vypočítanými analyticky v $RMxp$ rtu. Obrázek 5.13 a 5.14 viz níže. Obrázek 5.12 poukazuje na rozložení magnetické indukce v magnetickém obvodu motoru.

Tabulka 5.4 - Analytické výpočty z 2D modelu v Maxwellu (lepší plechy)

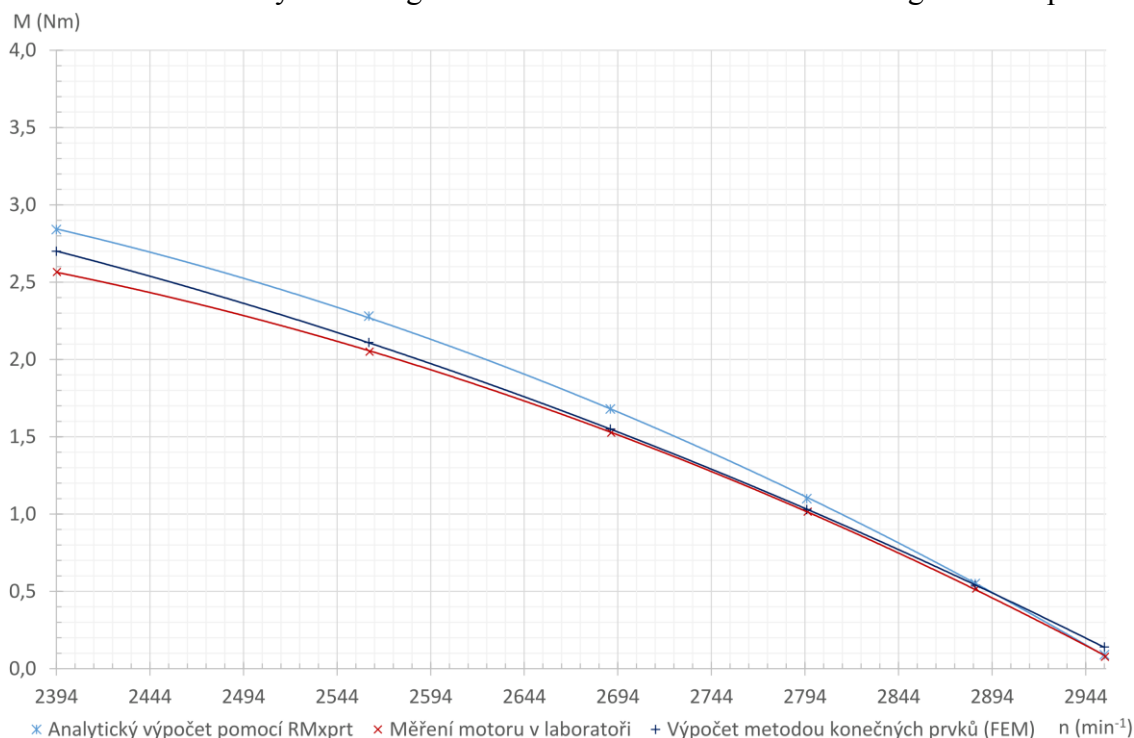
n min^{-1}	M_{avg} Nm	$I_{celkrms}$ A
2394	2,70	4,99
2561	2,11	4,20
2690	1,55	3,70
2795	1,03	3,45
2885	0,54	3,41
2954	0,14	3,51



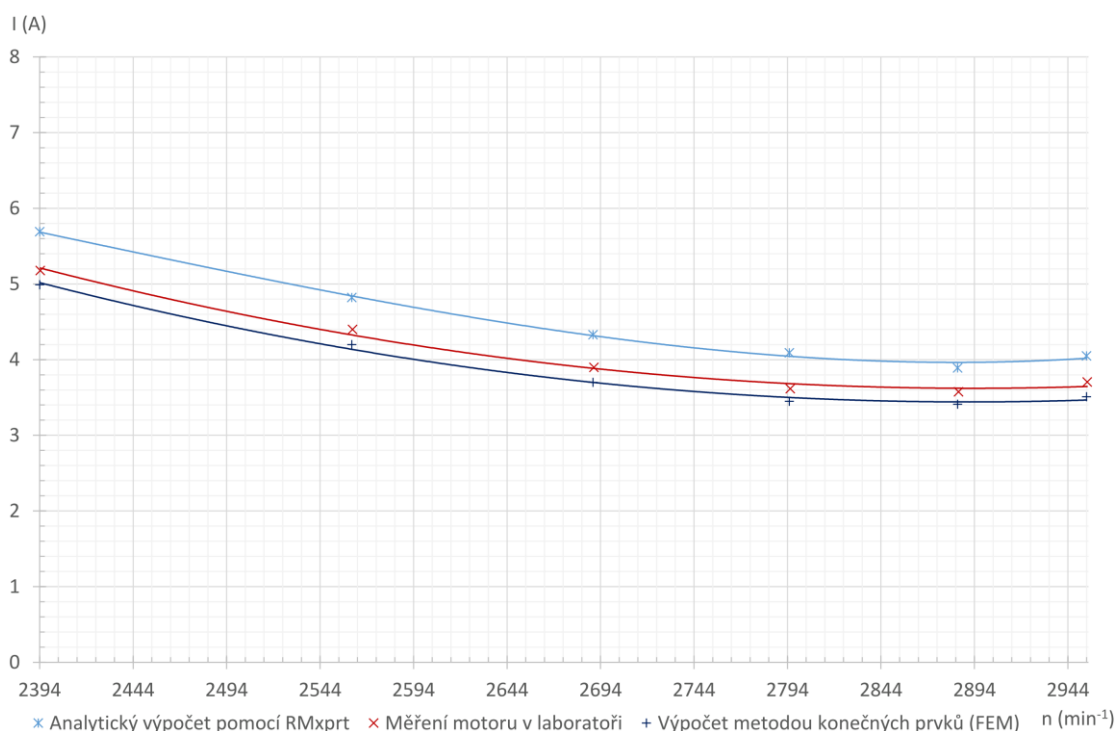
Obrázek 5.12 - Rozložení magnetické indukce pro motor s lepšími plechy

5.4.3 Porovnání charakteristik naměřených, vypočtených pomocí MKP a analyticky pomocí RMxpřtu

Je vidět, že změřený moment, analyzovaný moment v *RMxpřtu* a simulovaný moment v 2D Designu je téměř stejný, což vypovídá o dobrém nastavení simulace. To ovšem neplatí u proudu, kdy v 2D Designu došlo k odloučení proudové křivky od naměřených hodnot a nastavených hodnot v *RMxpřtu*. To mohlo být nejspíše způsobeno rozdílem reálných plechů od naimportovaných z knihoven. Motor má tedy větší magnetickou vodivost a odebírá menší magnetizační proud. [20]



Obrázek 5.13 - Momentová zatěžovací charakteristika porovnání (lepší plechy)



Obrázek 5.14 - Proudová zatěžovací charakteristika porovnání (lepší plechy)

5.5 Úpravy vedoucí ke zvýšení účinnosti

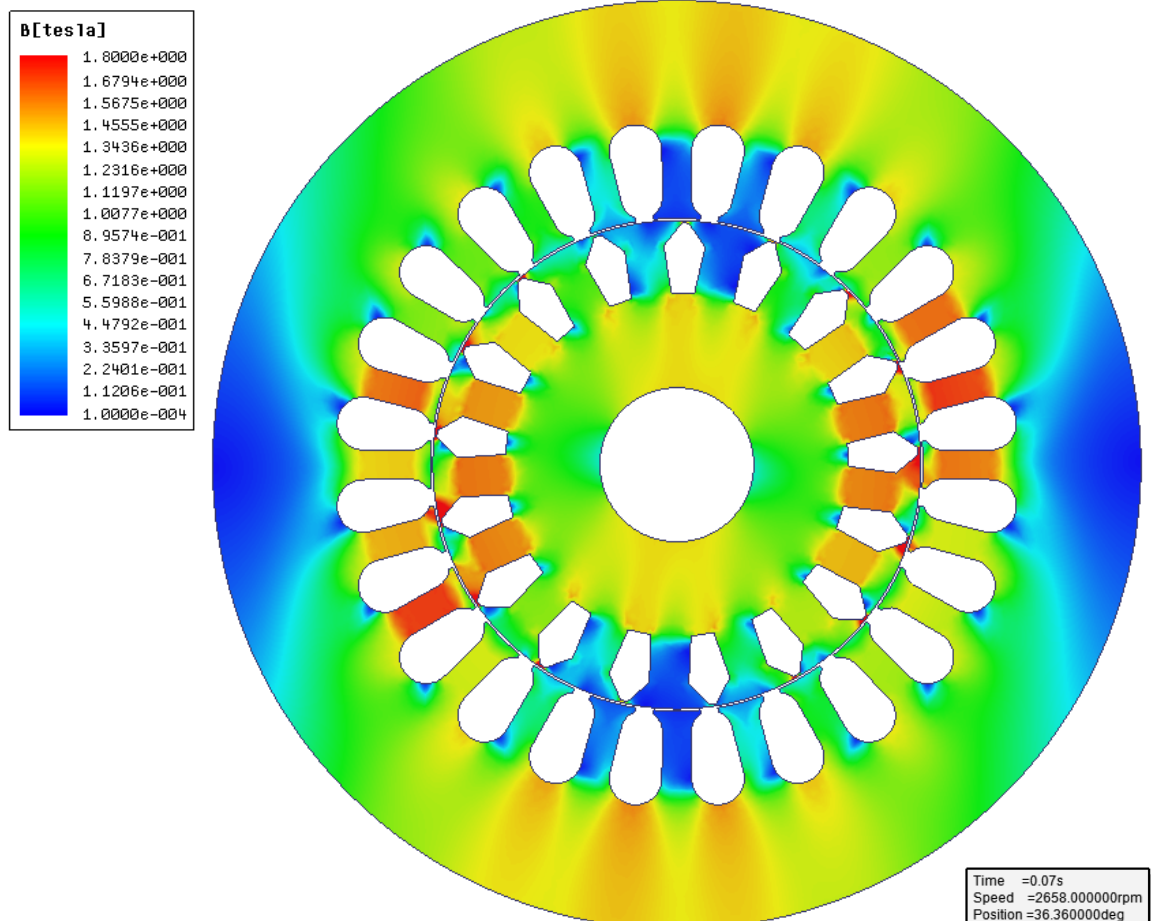
Tyto další úpravy budou vypočteny analytickým výpočtem v *RMxpřtu* a metodou konečných prvků pouze při jmenovité hodnotě otáček, z důvodu časově náročných výpočtů pomocí metody konečných prvků. Tyto úpravy jsou v oblasti dalšího možného zkoumání zvyšování účinnosti.

5.5.1 Prodloužení magnetického obvodu

Magnetický obvod (tzn. rotorové a statorové plechy.) byl prodloužen o 10 % původní délky. Touto úpravou bude docíleno snížení ztrát v magnetickém obvodu. Nárůstem délky magnetického obvodu bude získána účinnost navýšená o velikost obdobnou, jako by byl snížen výkon většího stroje. Tím bude docíleno, že klesne proudová hustota a indukce ve vzduchové mezeře, tím klesnou ztráty.

Tabulka 5.5 - Výsledky simulace pro prodloužení

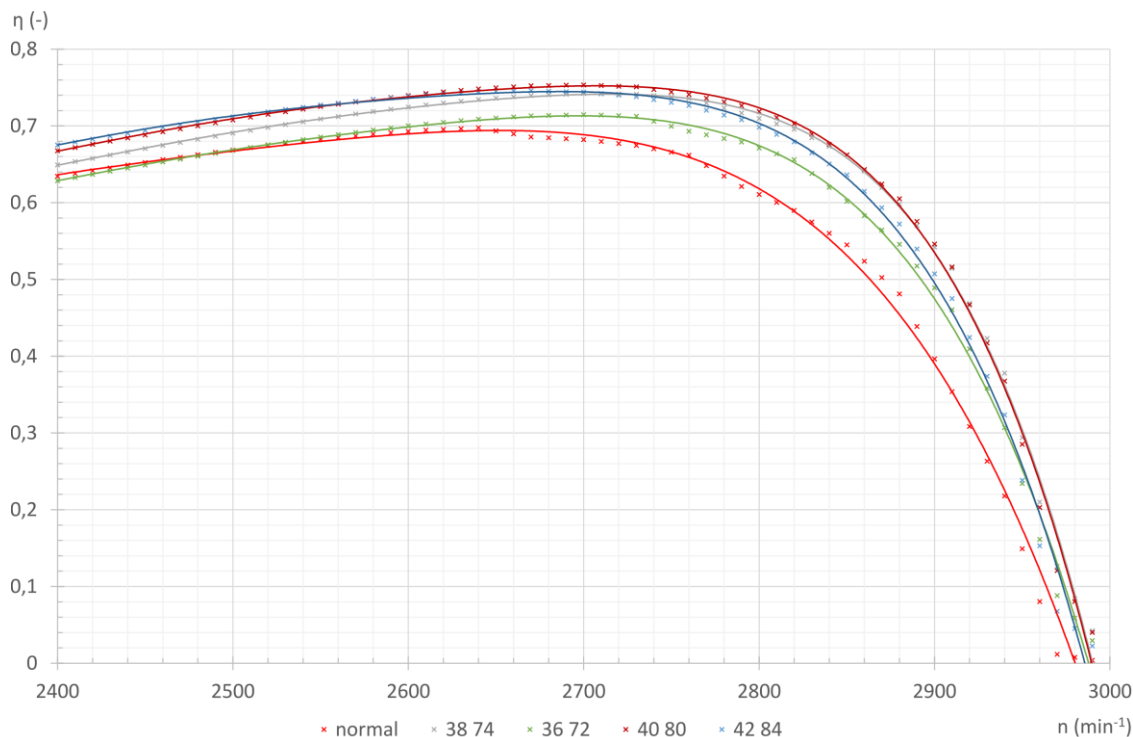
		<i>RMxpřt</i> prodl.	<i>FEMM</i> prodl.	<i>RMxpřt</i> standartního motoru	<i>FEMM</i> standartního motoru
<i>n</i>	<i>min⁻¹</i>	2658	2658	2658	2658
<i>M</i>	<i>Nm</i>	1,95	2,00	1,85	1,97
<i>I_{celk}</i>	<i>A</i>	3,15	3,15	3,75	3,60
<i>η</i>	<i>%</i>	75,07	74,55	69,04	69,27
<i>P₁</i>	<i>W</i>	721,13	730,78	746,39	745,09
<i>P₂</i>	<i>W</i>	541,35	544,80	515,31	516,16
<i>M_z</i>	<i>Nm</i>	1,55	-	1,50	1,47



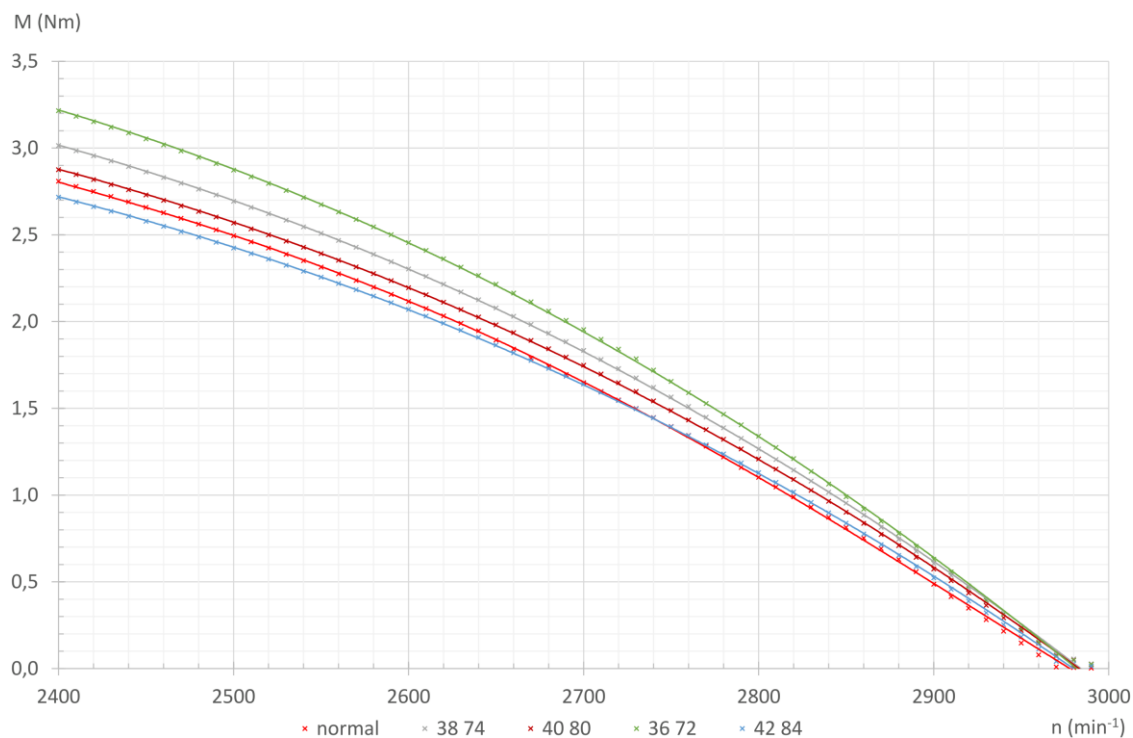
Obrázek 5.15 - Rozložení magnetické indukce při prodloužení svazku

5.5.2 Změna počtu vodičů v prodlouženém stroji

Prodloužení magnetického obvodu bylo stejné jako v předchozí úpravě, tzn. o 10 %. Počet vodičů by se měl pro větší účinnost snižovat, z důvodu snížení sycení magnetického obvodu.



Obrázek 5.16 - Účinnosti při změně počtu vodičů v prodlouženém stroji



Obrázek 5.17 - Moment při změně počtu vodičů v prodlouženém stroji

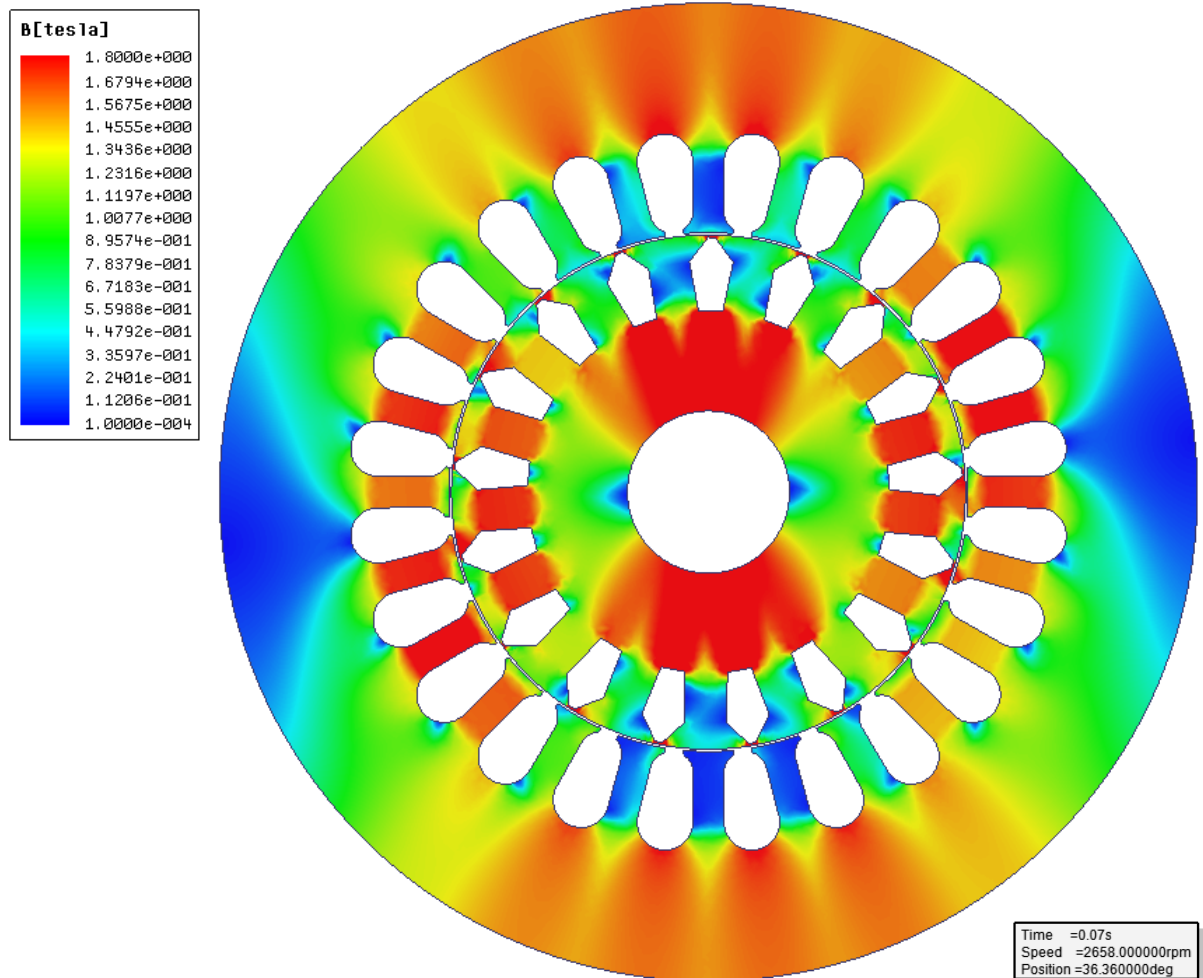
Z grafu je patrné, že při změně počtu vodičů v prodlouženém motoru se změny účinnosti projevují spíše negativně a moment se nepatrně měnil, k vyšším hodnotám, ale to mělo za následek zvyšování proudu a proto bude počet vodičů zachován.

5.5.3 Větší průřez statorového vinutí

Průřez statorového vinutí bude zvětšen o 50%. Činitel plnění se změní z $k_{pln} = 0,33$ na maximální možný činitel plnění $k_{pln} = 0,75$. Větším průřezem statorového vinutí získáme menší proudovou hustotu vodičů a tím omezení Joulových ztrát ve statoru. Bohužel tato úprava smí být realizována pouze do takové míry, aby byl zachován činitel plnění drážek statoru v únosné míře.

Tabulka 5.6 - Výsledky simulace pro zvětšení průřezu vodičů

		RMxprt průřez	FEMM průřez	RMxprt standartního motoru	FEMM standartního motoru
n	min^{-1}	2658	2658	2658	2658
M	Nm	1,89	2,00	1,85	1,97
I_{celk}	A	3,82	3,82	3,75	3,60
η	$\%$	72,94	71,28	69,04	69,27
P_1	W	722,11	813,11	746,39	745,09
P_2	W	526,71	579,57	515,31	516,16
M_z	Nm	1,64	-	1,50	1,47



Obrázek 5.18 - Rozložení magnetické indukce při zvětšení průřezu vodičů

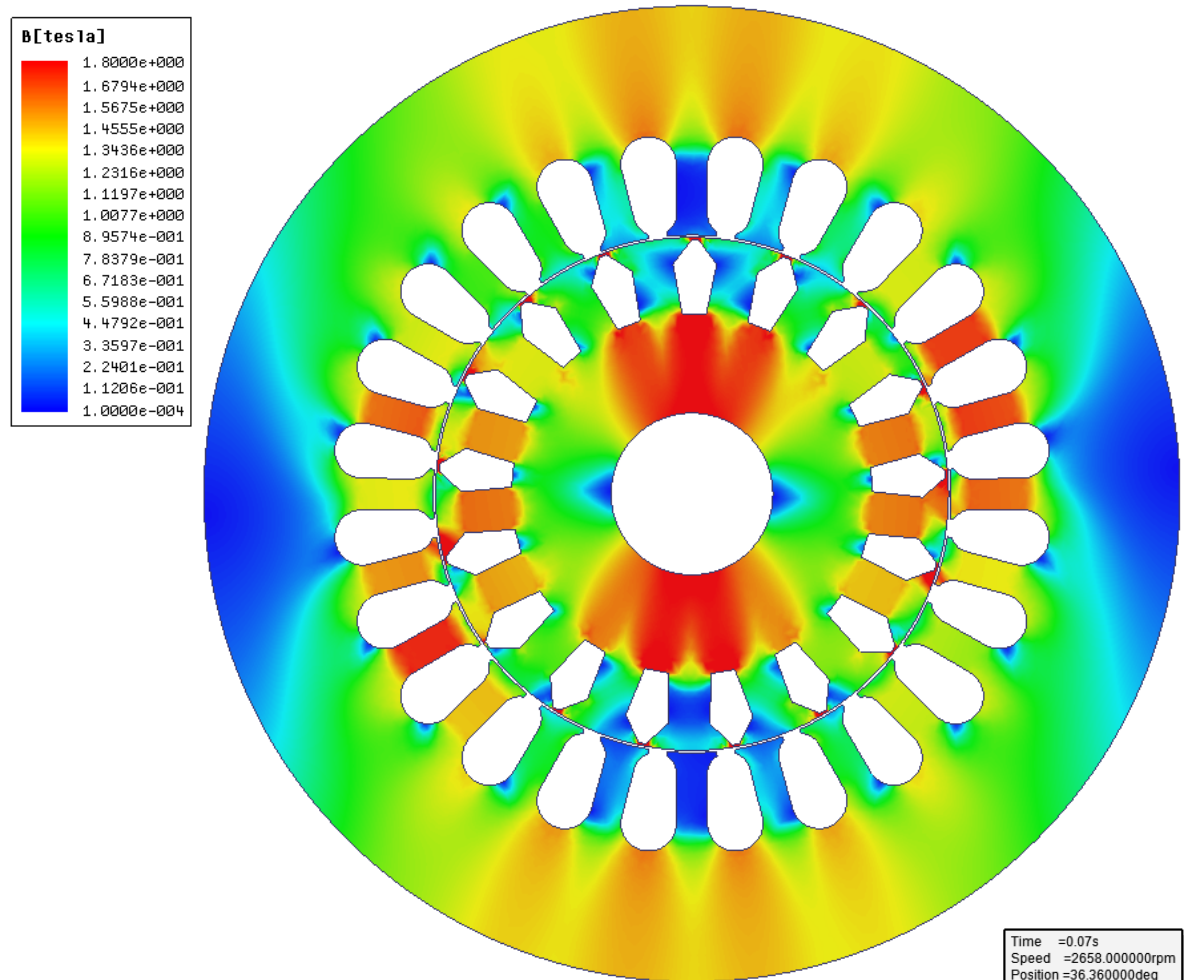
Větší průřez statorového vinutí omezí Joulovy ztráty a tím je způsobena vyšší účinnost. Při této úpravě také vzroste záběrný moment. Z grafu rozložení magnetické indukce je vidět, že magnetický obvod je více zatěžován a tím se zvyšují ztráty v železe.

5.5.4 Prodloužení a větší průřez statorového vinutí

Tento typ zvyšování účinnosti je kombinací dvou předešlých. Prodloužení magnetického obvodu bude o 10 % původního. Touto úpravou docílíme snížení ztrát v magnetickém obvodu.

Tabulka 5.7 - Výsledky simulace pro prodloužení a větší průřez vodičů

		RMxprt pru.prod.	FEMM pru.prod.	RMxprt standartního motoru	FEMM standartního motoru
n	min^{-1}	2658	2658	2658	2658
M	Nm	2,00	2,15	1,85	1,97
I_{celk}	A	3,12	3,40	3,75	3,60
η	$\%$	78,65	74,88	69,04	69,27
P_1	W	708,32	787,08	746,39	745,09
P_2	W	557,09	589,34	515,31	516,16
M_z	Nm	1,71	-	1,50	1,47

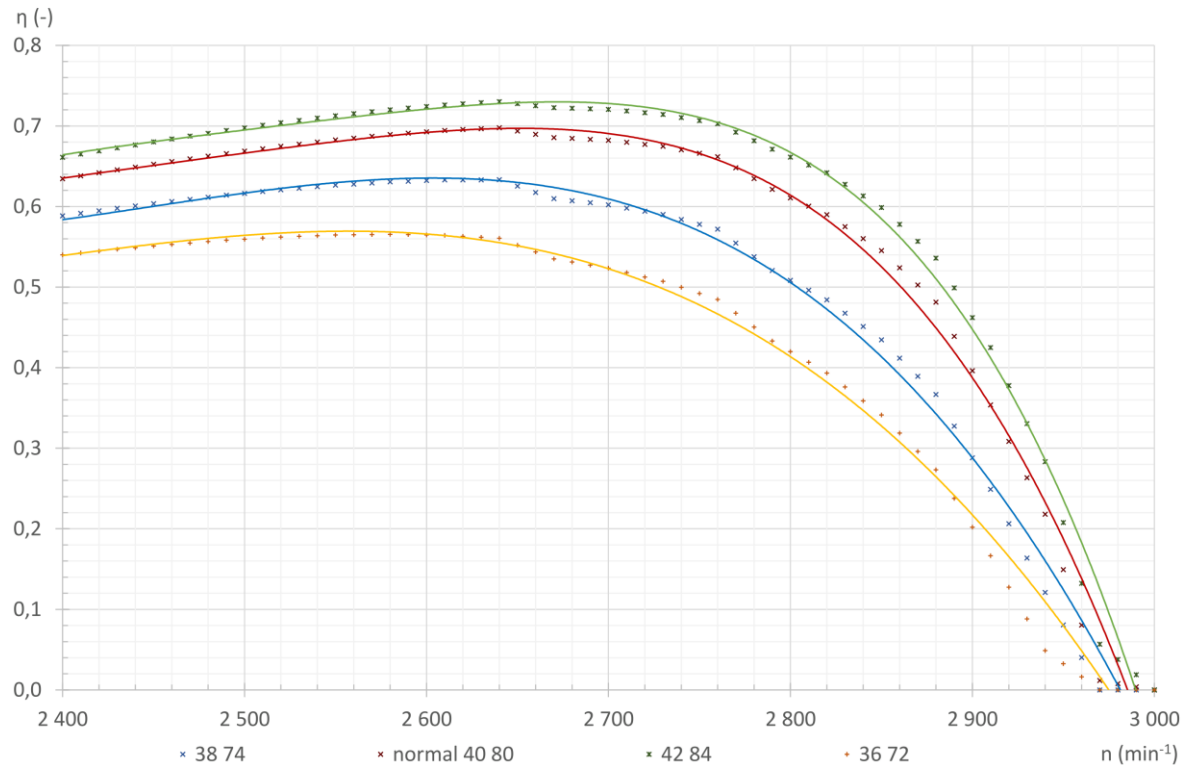


Obrázek 5.19 - Rozložení magnetické indukce při prodloužení a zvětšení průřezu vodičů

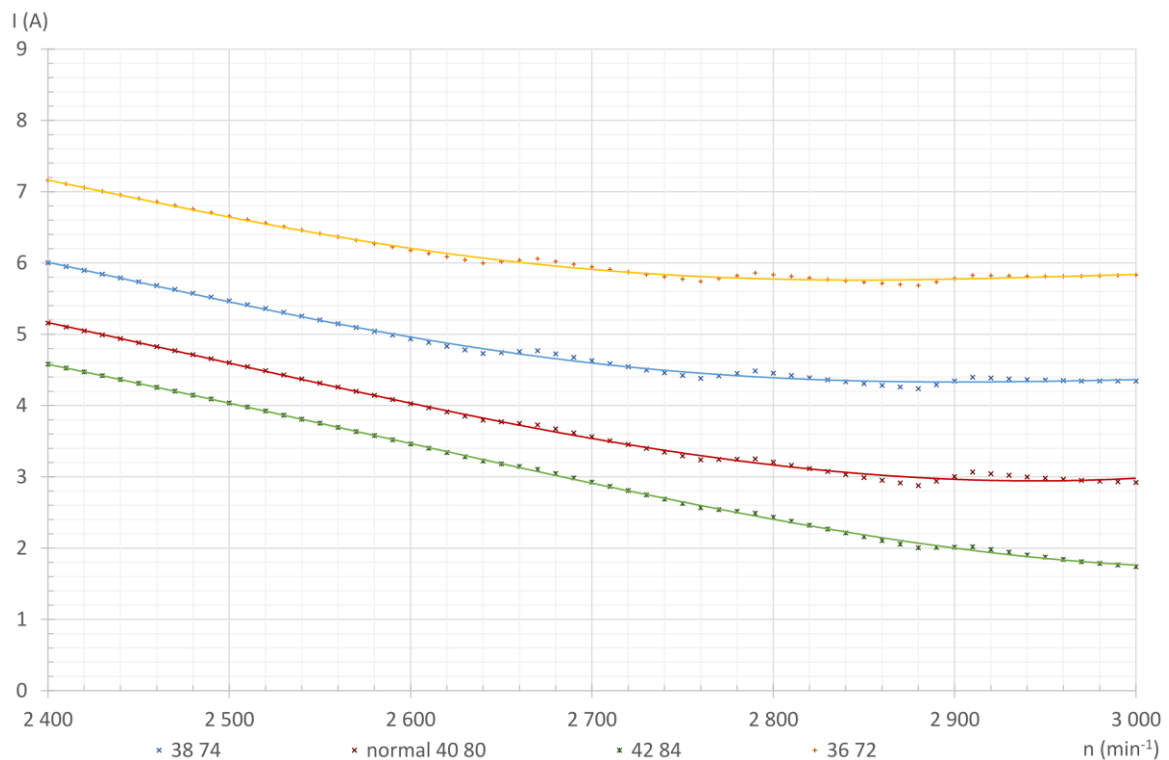
Prodloužením bylo docíleno odlehčení magnetického obvodu a tím omezení ztrát v železe a větším průřezem se omezili Joulovy ztráty ve vinutí. Došlo k optimálnímu rozložení magnetické indukce v rotoru i statoru.

5.5.5 Změna počtu vodičů standardního stroje

Změna počtu vodičů ve satorovém vinutí se u původního stroje projevuje tak, že s větším počtem závitů se zvyšuje účinnost a klesá proud. Další zvyšování počtu vodičů se již tolik neprojevuje. Moment se po této úpravě nemění nijak dramaticky.



Obrázek 5.20 - Účinnosti při změně počtu vodičů v původním stroji



Obrázek 5.21 - Proudů při změně počtu vodičů v původním stroji

5.5.6 Klec z čistého hliníku

Původní návrh motoru má rotorovou klec odlitou ze slitiny hliníku, aby byl větší odpor kotvy a tím bylo docíleno zvýšení záběrného momentu.

Čistým hliníkem v kleci docílíme vyšší vodivosti rotorových tyčí a čela tyčí. Tato změna nám sníží záběrný moment stroje a s ním spjatý záběrný proud. Snížení záběrného momentu lze vykompenzovat volbou jiného kondenzátoru.

Tabulka 5.8 - Výsledky simulace pro stroj s hliníkovou kotvou

		<i>RMxpřt</i> <i>hliník</i>	<i>RMxpřt</i> <i>standartního motoru</i>	<i>FEMM</i> <i>standartního motoru</i>
<i>n</i>	<i>min⁻¹</i>	2658	2658	2658
<i>M</i>	<i>Nm</i>	2,61	1,85	1,97
<i>I_{celk}</i>	<i>A</i>	4,84	3,75	3,60
<i>η</i>	<i>%</i>	71,55	69,04	69,27
<i>P₁</i>	<i>W</i>	727,21	746,39	745,09
<i>M_z</i>	<i>Nm</i>	1,32	1,50	1,47

Tlakovým litím čistého hliníku do kotvy motoru nám klesne odpor rotorové klece. To má za následek, ve jmenovitých hodnotách otáček, snížení výkonu, zvýšení proudu a nárůst účinnosti, dále motoru klesne záběrný moment. Zvýšení proudu ve statorovém vinutí může mít za následek přesažení dovolené hodnoty proudové hustoty ve vinutí mědi, z toho důvodu musíme zvětšit průřez vodičů statoru, aby nedošlo k tepelnému přetížení. Touto úpravou se do větších detailů tato práce nezaobírá.

5.5.7 Klec z mědi

Měděnou klecí také docílíme zvýšení vodivosti klece, ale ve velké míře nám klesne záběrný moment z důvodu snížení záběrného proudu, což je nežádoucí při rozběhu. Možné řešení by bylo přidáním většího kondenzátoru, nebo přidáním rozběhového kondenzátoru.

Tabulka 5.9 - Výsledky simulace pro stroj s měděnou kotvou

		<i>RMxpřt</i> <i>měď</i>	<i>RMxpřt</i> <i>standartního motoru</i>	<i>FEMM</i> <i>standartního motoru</i>
<i>n</i>	<i>min⁻¹</i>	2658	2658	2658
<i>M</i>	<i>Nm</i>	2,94	1,85	1,97
<i>I_{celk}</i>	<i>A</i>	5,32	3,75	3,60
<i>η</i>	<i>%</i>	71,9	69,04	69,27
<i>P₁</i>	<i>W</i>	817,4	746,39	745,09
<i>M_z</i>	<i>Nm</i>	1,25	1,50	1,47

Tato úprava má za následek, při jmenovitých hodnotách otáček, nepatrné zvýšení účinnosti ale také momentu a s ním spjatého proudu, výkon stroje vzrostl. Proudová hustota přesahuje dovolené meze a tak by muselo být nějakou z dalších úprav docíleno snížení proudu. Záběrný moment nám klesne o velkou část, a proto by se musel použít jiný kondenzátor, popřípadě kondenzátor rozběhový. Z těchto důvodů se tato práce touto úpravou nezaobírá.

5.5.8 Velikost kondenzátoru

Nejspolehlivějším vodítkem pro určení velikosti kondenzátoru je účinnost a hlučnost stroje. Což neplatí při simulaci daného problému, to bude vodítkem záběrný moment, jmenovitý moment a účinnost při jmenovitých otáčkách.

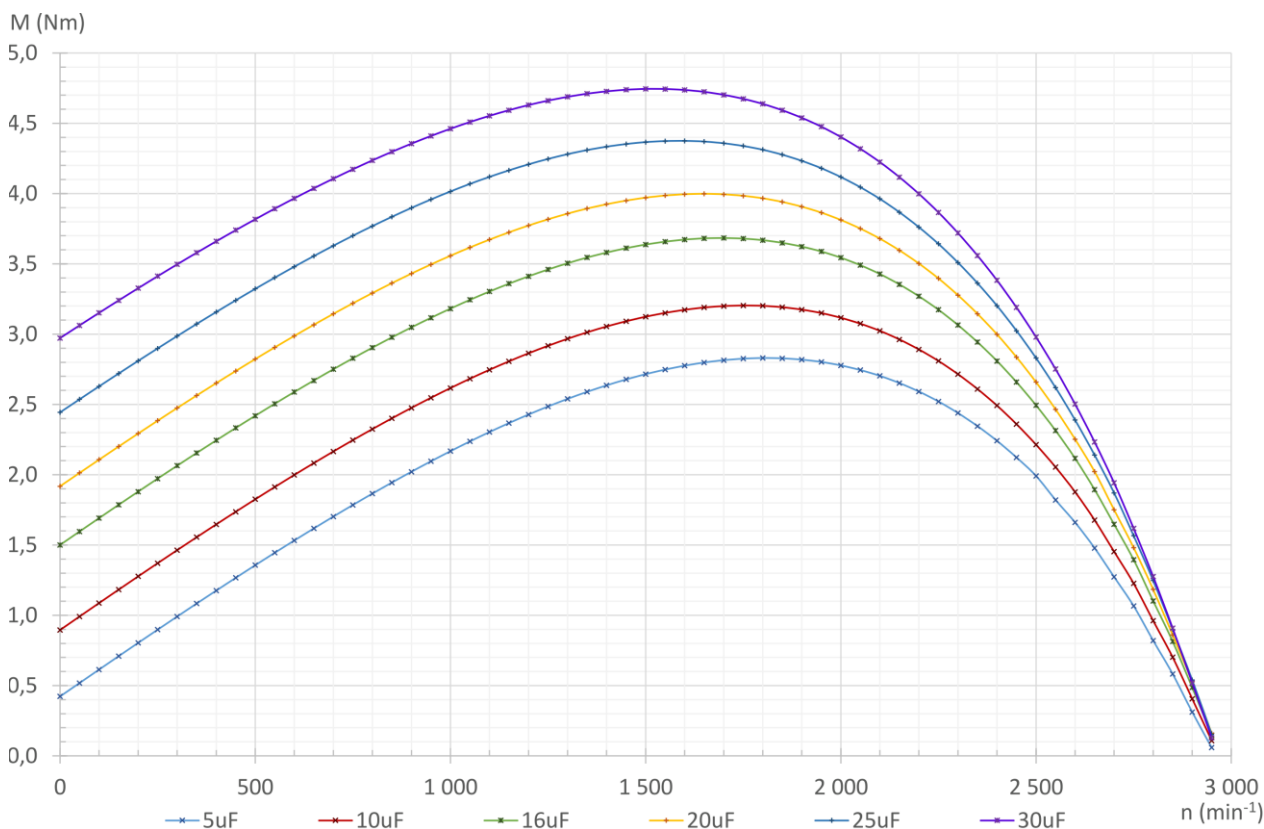
Pokud je motor navinut jako jednofázový asynchronní klasickým vinutím, pro výpočet kapacity kondenzátoru platí tento empirický vzorec [38]:

$$C = 0,29 \cdot k \cdot P_1 = 0,29 \cdot 68 \cdot 0,88 = 17,35 \mu F \quad (47)$$

Do vzorce se dosazuje v kW . Konstanta pro výpočet kapacity $k = 68$ pro napěťovou hladinu $230 V$ Pro náš případ vychází optimální kondenzátor kolem $17,35 \mu F$. Ze simulace je zřejmé, že kondenzátor o této kapacitě plní svoji úlohu dostatečně a proto byl použit kondenzátor z vyráběné řady kondenzátorů a to o hodnotě $16 \mu F$.

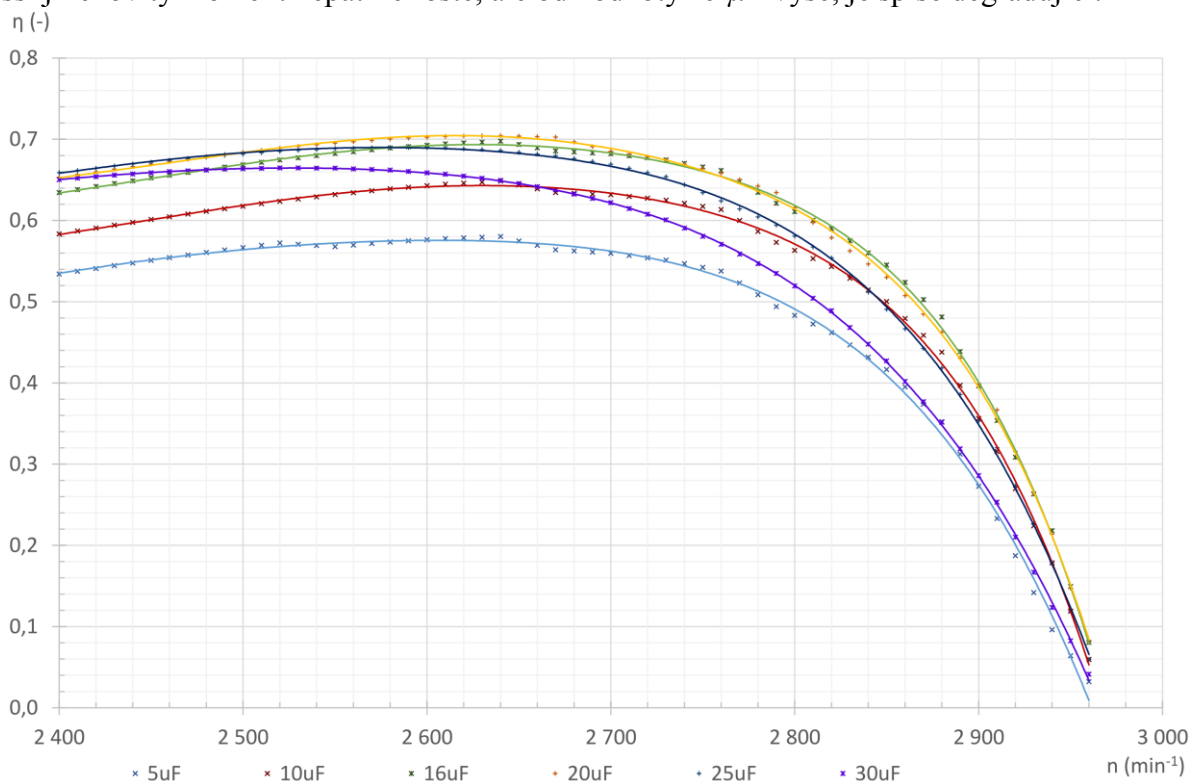
Tabulka 5.10 - Záběrné momenty jednotlivých kondenzátorů

C	M_z	M_n
μF	Nm	Nm
5	0,42	1,44
10	0,90	1,64
16	1,50	1,85
20	1,92	1,98
25	2,44	2,10
30	2,97	2,12



Obrázek 5.22 - Momenty při různých velikostech kondenzátorů

Simulace poukazuje na to, že pro trvale připojený kondenzátor je optimální hodnota kondenzátoru již zvolená $16 \mu F$, s nižší hodnotou klesá účinnost ve jmenovitém bodě. S hodnotou vyšší jmenovitý moment nepatrně roste, ale od hodnoty $25 \mu F$ výše, je spíše degradující.



Obrázek 5.23 - Účinnosti při různých velikostech kondenzátoru

Proud hlavním vinutím a vinutím pomocným mají specifickou velikost a směr, je to fázor. Následným sečtením jednotlivých proudů získáme výsledný proud.

Tabulka 5.11 - Velikosti proudů v jednotlivých vinutích při jiné kapacitě

C	I_{hl}	I_{pom}	J_{hl}	J_{pom}
μF	A	A	$A \cdot mm^{-2}$	$A \cdot mm^{-2}$
5	5,12	0,50	9,06	1,77
10	4,32	1,06	7,64	3,75
16	3,68	1,82	6,51	6,44
20	3,27	2,35	5,78	8,31
25	2,87	3,05	5,76	10,79
30	2,43	3,77	4,30	13,34

Výsledný proud se při změně velikosti kondenzátoru téměř nemění. Musí být brán ohled na proudy jednotlivými vinutími. Vlivem fázového posunu díky kapacitnímu charakteru obvodu se může stát, že složka proudu v pomocném vinutí přesáhne dovolenou mez a dojde k překročení dovolené meze oteplení vinutí. Proudová hustota se u strojů navrhuje $6 - 8,5 A \cdot mm^{-2}$ [8]. Červeně označené hodnoty v tabulce nevyhovují, a proto není možné použít příslušící typ kondenzátoru. Dále by změnou velikosti kondenzátoru došlo ke změně tvaru elektromagnetického pole ve vzduchové mezeře (více eliptické), což je nechtěné. Největší výhodou většího kondenzátoru je vyšší záběrný moment.

6 ZÁVĚR

Diplomová práce je věnována snižování ztrát jednofázového asynchronního motoru s trvale připojeným kondenzátorem. Snižování ztrát těchto motorů je prováděno z důvodu zpřísnování normy IEC 60034-30-1 Standard on efficiency classes for low voltage AC motors, která byla vytvořena pod záštitou Mezinárodní Elektrotechnické Komise IEC (International Electrotechnical Commission).

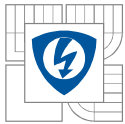
Druhá kapitola práce je věnována teorii a konstrukci jednofázových asynchronních motorů rozličných typů. Je zde uvedeno, jakými způsoby lze motor zhotovit, rozbíhat, provozovat a napájet. Další nezbytnou podkapitolou je seznámení s výpočtem účinnosti a kvalifikace jednotlivých ztrát v motoru.

Třetí kapitola pojednává o konstrukčních úpravách, které cíleně vedou k omezení daných ztrát a s tím spjatou, ne tolik žádanou, změnu ostatních parametrů, které vlivem úprav nastanou. Nejčastěji voleným typem inovace je NTC neboli nezvyšování nákladů na výrobu stroje. Prozkoumané možnosti zvýšit účinnost v diplomové práci jsou, prodloužení magnetického obvodu, snížení rotorového odporu, změna průřezu statorového vinutí, kvalitnější plechy magnetického obvodu, změna tvaru drážek statoru, optimalizace tvaru drážek rotoru při tlakovém lití mědi a optimalizace velikosti kondenzátoru. Těmito úpravami nastává snížení jednotlivých ztrát a tím se motory s těmito vylepšeními posouvají do účinnějších tříd IE.

K samotnému vyhodnocování kvality jednotlivých úprav probraných v předchozí kapitole je zapotřebí analyzovat motor. Byly odměřeny dva motory na dynamometru. Jeden motor byl ze sériové výroby a druhý byl totožný pouze s kvalitnějšími plechy magnetického obvodu. Bylo prováděno měření při jmenovitém stavu motoru, měření při zatížení, měření při zabrzděném rotoru nazývané nakrátko, měření naprázdno bez zatížení a měření mechanických ztrát. Při měření byla zaznamenávána teplota motoru a výsledkem je, že motor s kvalitnějšími plechy M270-35A má vyšší ztráty především ve vinutí statoru. Měřeními byly získány momentové a proudové zatěžovací charakteristiky *Obrázek 4.3* a *Obrázek 4.4*. Charakteristiky poukazují na pokles účinnosti motoru s kvalitnějšími plechy. Sice dochází ke snížení ztrát v železe, ale důvodem snížení účinnosti je nárůst ztrát ve vinutí statoru z důvodu průchodu vyššího proudu, ten způsobuje níže položené koleno B-H křivky kvalitnějších plechů.

Měřeními zatěžovací charakteristiky byly získány ztráty v železe, ztráty v rotorovém a statorovém vinutí. Z měření nakrátko byl graficko-početní metodou dopočítán záběrný moment. Měření naprázdno byl měřen příkon, který pokrýval pouze vlastní ztráty motoru, to jsou ztráty mechanické a dodatečné, ztráty v železe naprázdno a ztráty ve vinutí statoru naprázdno. Dále byl získán poměr mezi vinutím pomocným a hlavním, potřebný pro dopočítání prvků náhradního schématu motoru. Samotné vyčíslení ztrát bylo pro dané motory provedeno ve jmenovitém bodě otáček. Výsledky poukazují na to, že se ztráty v železe snížily o 8%, což je žádoucí, naopak se ale zvýšily ztráty v obvodu kotvy o 6% a ve statorovém vinutí o 3%. Navýšení ztrát ve statoru je důsledkem zvýšení proudu vlivem níže položeného kolena B-H křivky.

Pátá kapitola zahrnuje vytvoření modelů pro jednotlivé typy modifikací snižující ztráty v programu ANSYS Maxwell. V programu se využíval pro analytický výpočet modul RMXprt a pro simulaci pomocí metody konečných prvků byl vytvořen 2D model v Maxwell designu. Laboratorně naměřené charakteristiky v předchozí kapitole byly porovnány s výpočtem a simulací. Výsledkem je *Obrázek 5.9* a *Obrázek 5.10* u motoru s plechy M700-50A a *Obrázek 5.13* a *Obrázek 5.14* pro motor plechy M270-35A. Grafy porovnávají jednotlivé momentové charakteristiky.



Z těchto porovnání vyplývá, že byl vytvořen model s dostatečnou přesností, který odpovídá realitě a může dále sloužit k simulaci jednotlivých inovačních modifikací. Rozložení magnetické indukce *Obrázek 5.8* (M700-50A) a *Obrázek 5.12* (M270-35A) poukazuje na to, že B-H křivka kvalitnějšího materiálu ovlivní sycení, u něhož je potřeba větší intenzity magnetického pole pro danou magnetickou indukci, proto se také zvýší odebíraný proud motoru. Z toho plyne, že kvalitnější plechy jsou pro tento motor nedostatečné v rámci maximálních hodnot B-H křivky.

Prodloužením statorového a rotorového svazku magnetického obvodu bylo docíleno, že klesne proudová hustota ve vodičích a magnetická indukce ve vzduchové mezeře, tím klesnou ztráty v magnetickém obvodu. Je to obdobné, jako by byl snížen výkon většího stroje. Tato modifikace se často používá v praxi. Prodloužením svazku dojde ke změně parametrů *Kapitola 3.1*, pro jejich zachování je nutné změnit počet vodičů. Ze simulace však vychází najevo, že pro tento motor se to neprojevuje kladně vůči účinnosti, která byla pro náš výzkum zásadní, a proto počet závitů bude ponechán.

Průřez statorového vinutí byl zvýšen o 50%, více nebylo možné dosáhnout, musel být zachován maximální činitel plnění drážek $k_{pln} = 0,75$ z důvodu technologie výroby. Tato modifikace omezí ztráty ve vinutí statoru. Magnetická indukce v rotorové kleci vzrostla na mezní hodnotu.

Díky přesycování byla použita kombinace dvou předešlých modifikací, prodloužení svazku a zvětšení průřezu statorového vinutí. Takto upravený motor vycházel z hlediska účinnosti (78,65 %) nejlépe záběrný moment vzrostl na 1,71 Nm, což bylo také žádoucí.

Využitím čistého hliníku nebo mědi v obvodu kotvy klesá záběrný moment a vzrůstá proud ve vinutí statoru, to je zapříčiněno nízkým odporem kotvy. Nárůst účinnosti není tak markantní, aby nemuselo být použito některých dalších modifikací za účelem tyto parametry kompenzovat. Jako je například jiná velikost kondenzátoru pro rozběh.

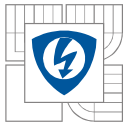
Změna velikosti kondenzátoru je nejčastěji používaná z důvodu zvýšení záběrného momentu, do jisté míry se zvyšuje i účinnost. Zvyšováním kondenzátoru způsobujeme vyšší proudovou hustotu v pomocném vinutí a od hodnoty 25 μF se tato modifikace nedá použít, protože je přesažen limit maximální proudové hustoty pro motory 6-8,5 $\text{A}\cdot\text{mm}^{-2}$. Z toho důvodu by bylo lepší volit kondenzátor spouštěcí.

LITERATURA

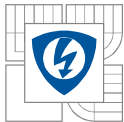
- [1] Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Ferraris, L.; Lazzari, M.; Luparia, G., "No tooling cost process for induction motors energy efficiency improvements," *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, vol.4, no., pp.2493,2500 vol.4, 3-7 Oct. 2004 doi: 10.1109/IAS.2004.1348825
keywords: {IEEE standards;ad hoc networks;aluminium;annealing;die casting;dies (machine tools);energy conservation;induction motors;rotors;stators;IEEE standards;ad hoc prototypes;aluminum die cast process;consistent cost increment;copper bar;core axial length;energy efficiency improvements;induction motors;production technological process modifications; rotor; slots; stator core annealing; tooling cost process; Costs; Energy efficiency; Energy measurement;Induction motors;Investments; Lamination; Performance evaluation; Production; Prototypes; Stator cores},
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1348825&isnumber=29652>
- [2] Kwangsoo Kim; Seung-Bin Lim; Ju Lee, "Design of rotor slot of single phase induction motor with copper die-cast rotor cage for high efficiency," *Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009. 31st International*, vol., no., pp.1,4, 18-22 Oct. 2009 doi: 10.1109/INTLEC.2009.5352013
keywords: {finite element analysis;induction motors;rotors;FEA;copper die-cast rotor cage;die-cast copper bar;rotor slot;single phase induction motor; Aluminum; Conductivity; Copper; Induction motors;Mechatronics;Process design;Rotors;Shape;Stator cores;Torque},
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5352013&isnumber=5351735>
- [3] Alberti, L.; Bianchi, N.; Boglietti, A.; Cavagnino, A., "Core axial lengthening as effective solution to improve the induction motor efficiency classes," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, vol., no., pp.3391,3398, 17-22 Sept. 2011 doi: 10.1109/ECCE.2011.6064227
keywords: {electric motors;environmental factors;finite element analysis; induction motors; magnetic cores; power consumption; European MEPS; European market; European standard; analytical-finite element approach;carbon dioxide emissions;core axial lengthening;electric motors;electricity consumption;induction motor efficiency classes;magnetic core;minimum energy performance standard;no tooling cost;rotor laminations;stator laminations; Europe; IEC standards; Induction motors; Lamination; Prototypes; Rotors; Torque; Efficiency measurements; Finite element method analysis;IE efficiency classes; Induction motors; International standards; No Tooling Costs solutions},
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6064227&isnumber=6063732>
- [4] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů*. Vydání 1.Praha : SNTL, 1958. 716 s.
- [5] ŠTĚPINA, Jaroslav. *Jednofázové indukční motory*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1957.
- [6] ŠTĚPINA Jaroslav. *Fyzikální úvod do teorie elektrických strojů*. Praha: Vznik točivého momentu, 1995
- [7] KOČMAN, Stanislav a Ctírad KOUDELKA. *Asynchronní stroje* [online]. 2004. Dostupné z: <http://fe1.vsb.cz/kat420/vyuka/Bakalarske/prednasky/Asynchronni%20stroje-FAST.pdf>



- [8] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů: celostátní vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988, 685 s.
- [9] Mzungu, H.M.; Sebitosi, A.B.; Khan, M.A., "Comparison of Standards for Determining Losses and Efficiency of Three-Phase Induction Motors," *Power Engineering Society Conference and Exposition in Africa, 2007. PowerAfrica '07. IEEE*, vol., no., pp.1,6, 16-20 July 2007 doi: 10.1109/PESAfr.2007.4498051
keywords: {energy consumption;induction motors;power supply quality;CSA 390 Canadian standard;IEC 61971 European standard;IEEE 112 American standard;South Africa;energy consumption;harmonics supply;motor efficiency standards;power 3 kW;three-phase induction motors; Africa;Cities and towns; Energy consumption;IEC standards;Induction motors;Manufacturing; Measurement standards;Potential energy; Storage area networks; Testing; induction motors; losses;motor efficiency;motor efficiency standards},
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4498051&isnumber=4498028>
- [10] AC Motor Construction. In: *Electrical Science* [online]. 10.4.2012 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: http://bloggerstates.blogspot.cz/2012/04/ac-motor-construction_10.html
- [11] Single-phase induction motors. In: *All About Circuits* [online]. 2014 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/9.html
- [12] ŠEVČÍK, p. *Výpočet jednofázového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 80 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.
- [13] L.KIRTLEY, James, Jr. Single Phase Induction Motors. In: *Electric Motor Handbook* [online]. 2013 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: <http://www.globalspec.com/reference/59635/203279/4-8-single-phase-induction-motors>
- [14] VÁCHA, p. *Výpočet jednofázového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 74 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.
- [15] BALU, Sriram. Learn about "Capacitor Start - Induction Run" Motors. In: *A/C-D/C Machines: A.K & B.L.Theraja* [online]. 12.8.2013 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: <http://www.brighthubengineering.com/diy-electronics-devices/44951-learn-about-capacitor-start-induction-run-motors/>
- [16] SCHLESINGER, p. *Návrh jednofázového asynchronního motoru s pomocnou fází*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008.43s.Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.
- [17] TKOTZ, Klaus. A KOLEKTIV. *Příručka pro elektrotechnika*. 2. dopl. vyd. Praha: Europa-Sobotáles cz., 2006. ISBN 8086706133.
- [18] ING. KOCMAN, Stanislav. *Asynchronní stroje. Katedra obecné elektrotechniky FEI VŠB-TU Ostrava*. 2002, s. 27.
- [19] PAVELKOVÁ, Naděžda. Účinnost elektrických motorů a snižování spotřeby elektrické energie. *Časopis ELEKTRO*. 2008, č. 10.
- [20] NOVOTNÝ, J. *Analýza možností zvýšení účinnosti asynchronních motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 85 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Martin Mach.



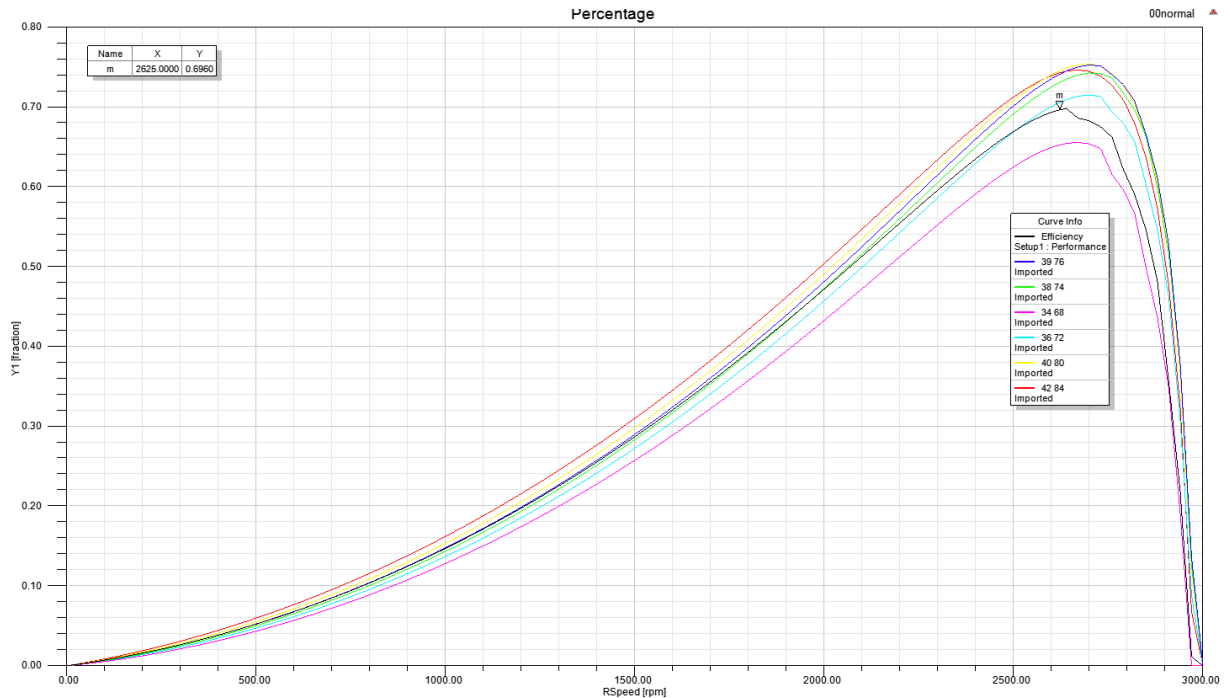
- [21] ONDRŮŠEK, Čestmír. Elektrické stroje. VUT, 199?. 79 s. Skriptum. VUT.
- [22] Popescu, M.; Dorrell, D.G.; Ionel, D.M., "A Study of the Engineering Calculations for Iron Losses in 3-phase AC Motor Models," *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE* , vol., no., pp.169,174, 5-8 Nov. 2007 doi: 10.1109/IECON.2007.4460039
keywords: {induction motors; losses; permanent magnet motors; 3-phase AC motor models; engineering approaches; engineering calculations; induction motor; interior permanent magnet motor; iron loss calculations; AC motors; Equivalent circuits; Hysteresis motors; Induction motors; Iron; Resistors; Stators; Synchronous motors; Teeth; Voltage; AC motors; eddy-current loss; hysteresis loss; induction motor; interior permanent magnet motor; iron loss},
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4460039&isnumber=4459874>
- [23] ČSN EN 60034-2-1 (350000). *Točivé elektrické stroje - Část 2-1: Standardní metody určování ztrát a účinnosti ze zkoušek (s výjimkou strojů pro trakční vozidla)*. Praha: Český normalizační institut, 2008.
- [24] ROUBÍČEK, Ota. Provozní charakteristiky elektromotorů. *Elektrika.cz* [online]. 8.10.2008 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: <http://elektrika.cz/data/clanky/provozni-charakteristiky-elektromotoru>
- [25] TATA STEEL. *Non oriented electrical steel* [online]. [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: http://www.sura.se/Sura/hp_main.nsf/startupFrameset?ReadForm
- [26] Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Lazzari, M.; Pastorelli, M., "Effects of punch process on the magnetic and energetic properties of soft magnetic material," *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International* , vol., no., pp.396,399, 2001 doi: 10.1109/IEMDC.2001.939332
keywords: {electric machines; magnetic cores; soft magnetic materials; electrical machines; energetic properties; magnetic properties; punch process effects; punched edge length; soft magnetic material; wound cores; Iron; Magnetic cores; Magnetic flux; Magnetic materials; Magnetic properties; Punching; Soft magnetic materials; Stator cores; Toroidal magnetic fields; Wounds},
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=939332&isnumber=20314>
- [27] Nakata, T.; Nakano, M.; Kawahara, K., "Effects of Stress Due to Cutting on Magnetic Characteristics of Silicon Steel," *Magnetics in Japan, IEEE Translation Journal on* , vol.7, no.6, pp.453,457, June 1992 doi: 10.1109/TJMJ.1992.4565422
keywords: {Coils; Conductivity measurement; Density measurement; Electric variables measurement; Magnetics; Shearing; Silicon; Steel; Stress measurement; Voltage},
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4565422&isnumber=4565415>
- [28] PIKOUS, Jan. *Záběrný moment asynchronního motoru*. Plzeň, 2013. Dostupné z: https://otik.uk.zcu.cz/bitstream/handle/11025/10501/BP_Jan_Pikous.pdf?sequence=1.
Bakalářská. Západočeská univerzita v Plzni.
- [29] SOKOL. *Asynchronní stroje* [online]. [cit. 2014-05-09]. Dostupné z: <http://www.spse.dobruska.cz/download/sokol/AM.pdf>



-
- [30] LYÓTCSA, Š., J. GÜTLER, V. SUCHÁNEK a F. KAŠPAR. *Měření na asynchronním motoru*. SNTL, 1972.
- [31] HROMÁDKA, Jakub, Petr KOLÁŘ a Jindřich KUBÁK. Elektromagnetismus a multidisciplinární analýzy. *CAD.cz* [online]. [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: <http://www.cad.cz/strojirenstvi/38-strojirenstvi/2961-elektromagnetismus-a-multidisciplinari-analyzy.html>
- [32] *FEM - Finite Element Method* [online]. 2001-2013 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: <http://www.sobriety.cz/pojmy.htm>
- [33] BOLDEA, I a S NASAR. *The induction machine handbook*. Boca Raton: CRC Press, 2002, 950 p. ISBN 08-493-0004-5.
- [34] Standard on efficiency classes for low voltage AC motors. In: *IEC 60034-30-1* [online]. 6.3. 2014 [cit. 2014-12-11]. Dostupné z: <http://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=TM025&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>
- [35] VÍCHA, A. Analýza jednofázového asynchronního motoru .Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 49 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Martin Mach.
- [36] Magnetic Recording And Device. *Toshima Manufacturing Co., Ltd.* [online]. 2015 [cit. 2015-05-19]. Dostupné z: <http://www.material-sys.com/en/product/magneticRecordingAndDevice.html>
- [37] ATAS elektromotory Náchod a.s. [online]. 2009 [cit. 2015-03-23]. Dostupné z: <http://www.atas.cz/products.php?sekce=2&menuid=13&lng=cz>
- [38] VOŽENÍLEK, Ladislav. *Kurs elektrotechniky. 2.*, přeprac. vyd. Praha: SNTL, 1988. 367 s.

PŘÍLOHY

Simulování v *RMxprt* změn v průběhu účinnosti různých počtů vodičů, při zachovaném poměru vodičů mezi hlavním a pomocným vinutím.



Nastavení vlastností kvalitnějších plechů M270-35A v *Maxwellu* pro rotor a stator. Zadáván průběh B-H křivky, tloušťka, vodivost, hustota a křivka ztrát pro 50Hz.

