



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## PROVOZ ASYNCHRONNÍHO MOTORU S OHLEDEM NA DOSAŽENÍ MAXIMÁLNÍ ÚČINNOSTI

OPERATION OF INDUCTION MOTOR WITH RESPECT TO MAXIMUM EFFICIENCY

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jiří Čech

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Marek Toman

BRNO 2018

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Jiří Čech

**ID:** 183901

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2017/18

## NÁZEV TÉMATU:

**Provoz asynchronního motoru s ohledem na dosažení maximální účinnosti**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s metodikou popisu asynchronního motoru pomocí náhradního zapojení.
2. Proveďte rešeršní studii algoritmů řízení asynchronního motoru se zaměřením na dosažení maximální účinnosti.
3. V programu MATLAB realizujte výpočet optimálního řízení asynchronního motoru s ohledem na dosažení maximální účinnosti.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] BRÁZDA, Miroslav a Rudolf STAŇA. Výpočet asynchronního motoru. VÚES, Brno, 1973.
- [2] MRÁZ, Zdeněk. Optimální řízení pohonu s asynchronním motorem v ustálených stavech. Elektrotechnický obzor, 1989 č. 5.
- [3] BAZZI, Ali M. a Philip T. Krein. Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines, IEEE Transactions on industry applications, 2010.

**Termín zadání:** 5.2.2018

**Termín odevzdání:** 28.5.2018

**Vedoucí práce:** Ing. Marek Toman

**Konzultant:**

**doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

V první části této práce je provedeno seznámení s matematickým modelem asynchronního motoru. S využitím náhradního zapojení ve tvaru  $\Gamma$ -článku jsou vyjádřeny vztahy pro výpočet velikosti jednotlivých ztrát a celkové účinnosti motoru. V další části je provedena rešeršní studie způsobů řízení asynchronního motoru. Jsou zde rozebrány základní způsoby řízení asynchronního motoru s frekvenčním měničem. Dále jsou v této části popsány metody snižování ztrát z hlediska řízení. V poslední části této práce je popsán způsob skalárního řízení asynchronního motoru s maximální účinností. Jedná se o modelovou metodu snižování ztrát, kde řídicí veličinou je rotorový kmitočet. Daná metoda je nakonec výpočtově ověřena pomocí vytvořeného skriptu v prostředí Matlab.

## KLÍČOVÁ SLOVA

Asynchronní motor, matematický model, náhradní zapojení, skalární řízení, vektorové řízení, metody snižování ztrát, optimální rotorový kmitočet

## ABSTRACT

In the first part of this paper a mathematical model of induction motor is described. With usage of  $\Gamma$ -network equivalent circuit equations for calculation of individual power losses and overall efficiency are derived. Research study of loss minimization control is introduced in the next part. Several often used methods of variable frequency drive control are described. Also a review of loss minimization techniques from the perspective of induction motor control are presented. The last part of this paper includes a detailed description of scalar induction motor drive focused on reaching optimal efficiency. The loss minimization technique used is a model based method with rotor frequency being the control variable. At the end the performance of this method is verified using a computational script in Matlab.

## KEYWORDS

Induction motor, mathematical model, equivalent circuit, scalar control, vector control, loss minimization techniques, optimal rotor frequency

ČECH, Jiří. *Provoz asynchronního motoru s ohledem na dosažení maximální účinnosti*. Brno, 2018, 33 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce: Ing. Marek Toman

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Provoz asynchronního motoru s ohledem na dosažení maximální účinnosti“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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(ka) uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora(-ky)

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Marku Tomanovi, za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno .....

.....

podpis autora(-ky)

# OBSAH

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Matematický model asynchronního motoru</b>	<b>2</b>
2.1	Náhradní zapojení asynchronního motoru . . . . .	2
2.2	Výpočet elektrických poměrů v asynchronním motoru . . . . .	3
2.3	Výpočet výkonu a účinnosti asynchronního motoru . . . . .	5
2.4	Ztráty asynchronního motoru . . . . .	6
<b>3</b>	<b>Rešeršní studie algoritmů řízení pro zvyšování účinnosti asynchronního motoru</b>	<b>9</b>
3.1	Řízení asynchronního motoru . . . . .	9
3.1.1	Skalární řízení . . . . .	9
3.1.2	Vektorové řízení . . . . .	10
3.2	Optimalizační algoritmy . . . . .	11
3.3	Metody snižování ztrát asynchronního motoru . . . . .	12
3.3.1	Strukturální metody . . . . .	12
3.3.2	Metody továrního nastavení . . . . .	13
3.3.3	Modelové metody . . . . .	13
3.3.4	Fyzikální metody . . . . .	14
3.3.5	Hybridní metody . . . . .	14
<b>4</b>	<b>Výpočet řízení asynchronního motoru s maximální účinností</b>	<b>15</b>
4.1	Odvození optimálního rotorového kmitočtu . . . . .	15
4.1.1	Odvození vztahu pro účinnost . . . . .	15
4.1.2	Odvození vztahu pro optimální rotorový kmitočet . . . . .	17
4.1.3	Optimální rotorový kmitočet pro malé rychlosti . . . . .	18
4.2	Realizace v prostředí Matlab . . . . .	19
4.2.1	Parametry náhradního zapojení . . . . .	20
4.2.2	Struktura výpočetního skriptu . . . . .	21
4.3	Dosažené výsledky . . . . .	22
4.3.1	Zanedbání některých ztrát . . . . .	22
4.3.2	Výsledky pro jmenovité zatížení motoru . . . . .	22
4.3.3	Výsledky pro různé hodnoty zatížení motoru . . . . .	23
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>28</b>
	<b>Literatura</b>	<b>29</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Náhradní zapojení asynchronního motoru ve tvaru $\Gamma$ -článku [17] . . .	2
2.2	Rozložení ztrát 4 pólového asynchronního motoru pro 50 Hz [11] . . .	7
3.1	Metody řízení asynchronního motoru [9] . . . . .	11
3.2	Rozdělení metod pro snižování ztrát [1] . . . . .	12
4.1	Štítkové hodnoty použitého motoru [20] . . . . .	19
4.2	Závislost účinnosti motoru na otáčkách při jmenovitém zatížení 2 Nm	23
4.3	Jednotlivé charakteristiky řízení při zátěžném momentu 4 Nm . . . .	25
4.4	Jednotlivé charakteristiky řízení při zátěžném momentu 1 Nm . . . .	25
4.5	Rozložení jednotlivých ztrát při zátěžném momentu 1 Nm . . . . .	26
4.6	Snížení celkových ztrát pro různá zatížení . . . . .	27

# 1 ÚVOD

Vzhledem ke své spolehlivosti a relativně nízké ceně patří asynchronní motory mezi jedny z nejpoužívanějších elektrických pohonů. Podle [4] se více než 50 % veškeré spotřebované elektrické energie využije právě na provoz motorů. Z těchto důvodů jsou kladeny vysoké nároky na jejich účinnost. Zatímco možnosti zvyšování účinnosti z konstrukčního hlediska jsou ke svému dlouhé vývoji již poměrně dobře prozkoumány, z hlediska jejich správného řízení v moderních aplikacích s využitím frekvenčních měničů je stále dostatek prostoru pro další vývoj. Asynchronní motor tvoří komplexní systém, jehož přesný matematický popis je značně složitý. Řízení asynchronního motoru je navíc problematické, protože obsahuje jeden proud zodpovědný zároveň za tvorbu momentu i magnetického toku. Při nominálním zatížení vykazují asynchronní motory obvykle vysokou účinnost. Nicméně při nízké nebo proměnlivé zátěži je pro dosažení požadované účinnosti nutné použít některou z mnoha metod optimálního řízení.

## 2 MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU

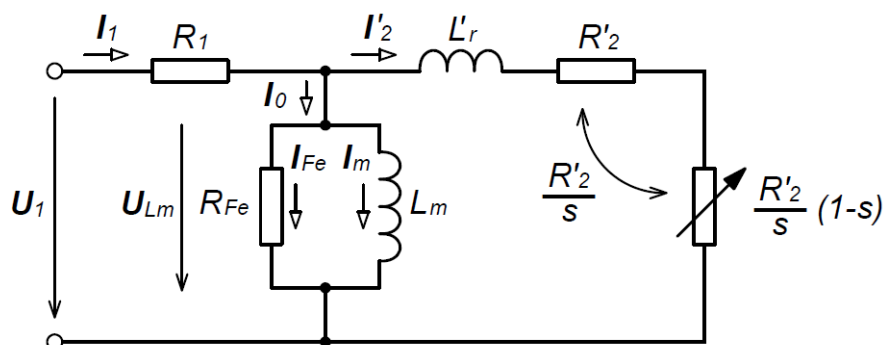
Mnohé metody pro řízení a zvyšování účinnosti asynchronního motoru vycházejí z jejich matematického modelu. V této kapitole tedy budou popsány náležitosti takového matematického modelu. Nejdříve proběhne seznámení s náhradním zapojením, které má reprezentovat chování motoru. V další části proběhne vyjádření vztahů pro určení elektrických poměrů náhradního zapojení. Následně budou odvozeny rovnice pro výpočet jednotlivých ztrát a celkové účinnosti. V poslední části budou popsány jednotlivé druhy ztrát asynchronního motoru.

### 2.1 Náhradní zapojení asynchronního motoru

Základem matematického modelu asynchronního motoru je jeho náhradní zapojení. Jedná se o elektrický obvod tvořený několika odpory a indukčnostmi, který reprezentuje chování skutečného stroje. Náhradních zapojení asynchronního motoru existuje celá řada, avšak nejčastěji se používají tzv. T-článek,  $\Gamma$ -článek (Gama článek) a  $\Upsilon$ -článek (inverzní Gama článek).

V případě náhradního zapojení ve tvaru T-čláčku je matematický popis poměrně (zbytečně) složitý. V zapojení T-čláčku se vyskytuje jedna nadbytečná rozptylová indukčnost. Navíc je toto zapojení problematické z hlediska přesné a matematicky korektní experimentální identifikace jednotlivých obvodových prvků. Jakýmsi zjednodušením je pak náhradní zapojení asynchronního motoru ve tvaru  $\Gamma$ -čláčku.

Jak je odvozeno v [18], přesné náhradní zapojení ve tvaru T,  $\Gamma$  i  $\Upsilon$ -čláčku může mít z pohledu vnějšího pozorovatele totožné vlastnosti. Z toho plyne, že vypovídací hodnota všech tří náhradních zapojení je totožná. Ve [17] je možné najít odvození vztahů pro přepočítání parametrů mezi T a  $\Gamma$ -čláčkem.



Obr. 2.1: Náhradní zapojení asynchronního motoru ve tvaru  $\Gamma$ -čláčku [17]

Náhradní zapojení  $\Gamma$ -článku má oproti T-článku o jednu indukčnost méně. Díky tomu je jeho matematický popis jednodušší. Důležitou vlastností je pak možnost přesné experimentální identifikace jednotlivých obvodových prvků, což je nutnou podmínkou pro vytvoření matematického modelu se zaměřením na zvyšování účinnosti. Vzhledem k těmto výhodám se bude v této práci používat právě náhradního zapojení ve tvaru  $\Gamma$ -článku.

**Pro náhradní zapojení asynchronního motoru platí následující:**

- Vztahuje se na jednu fázi, obvykle statoru.
- Počet fází v celém obvodu zůstává stejný.
- V celém obvodu se počítá s jediným kmitočtem.
- Všechny rotorové veličiny jsou obvykle přepočteny na stator. Rotorové parametry obvodu je tedy nutné přepočítat takovým způsobem, aby byly vztaženy ke statorovému kmitočtu  $f_1$  a počtu fází statoru  $m_1$ .

## 2.2 Výpočet elektrických poměrů v asynchronním motoru

V následujícím textu jsou pomocí náhradního zapojení asynchronního motoru ve tvaru  $\Gamma$ -článku odvozeny vztahy pro výpočet elektrických veličin, které budou v další části použity k vyjádření jednotlivých ztrát. Odvození bude probíhat s veličinami ve tvaru komplexních fázorů i jejich modulů. Z tohoto důvodu je nutné zavést určitá označení, která budou nadále využívány.

Pro libovolný parametr  $A$  (napětí, proud, impedance) platí:

- $\mathbf{A}$  jedná se o parametr  $A$  v komplexním tvaru
- $A \equiv |\mathbf{A}|$  jedná se o absolutní hodnotu (modul) parametru  $A$

Pro zjednodušený zápis paralelní kombinace je použito značení  $\parallel$  definované jako

$$A \parallel B \parallel C \dots = (A^{-1} + B^{-1} + C^{-1} + \dots)^{-1}. \quad (2.1)$$

**Celková vstupní impedance** - Celková vstupní impedance v komplexním tvaru  $\mathbf{Z}_1$  je dána sério-paralelní kombinací jednotlivých obvodových prvků náhradního zapojení, pro její zjednodušený zápis lze psát

$$\mathbf{Z}_1 = R_1 + (R_{Fe}) \parallel (j\omega_1 L_\mu) \parallel \left( \frac{R'_2}{s} + j\omega_1 L'_\sigma \right). \quad (2.2)$$

Matematickou úpravou přejde rovnice do tvaru

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{R_1 R'_2 R_{Fe} - \omega_1^2 L_\mu L'_\sigma (R_1 + R_{Fe}) s + j \left[ \omega_1 L_\mu (R_1 R'_2 + R_1 R_{Fe} s + R'_2 R_{Fe}) + \omega_1 L'_\sigma R_1 R_{Fe} s \right]}{R'_2 R_{Fe} - \omega_1^2 L_\mu L'_\sigma s + j \left[ \omega_1 L_\mu (R'_2 + R_{Fe} s) + \omega_1 L'_\sigma R_{Fe} s \right]}. \quad (2.3)$$

Pro určení statorového proudu je potřeba znát absolutní hodnotu vstupní impedance  $Z_1$ , tu určíme z předešlé rovnice jako

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\left[ R_1 R_2' R_{Fe} - \omega_1^2 L_m L_r' (R_1 + R_{Fe}) s \right]^2 + \left[ \omega_1 L_m (R_1 R_2' + R_1 R_{Fe} s + R_2' R_{Fe}) + \omega_1 L_r' R_1 R_{Fe} s \right]^2}{\left[ R_2' R_{Fe} - \omega_1^2 L_m L_r' s \right]^2 + \left[ \omega_1 L_m (R_2' + R_{Fe} s) + \omega_1 L_r' R_{Fe} s \right]^2}}. \quad (2.4)$$

**Statorový proud** - Statorový proud  $I_1$  je dán poměrem  $U_1/Z_1$ , tedy

$$I_1 = U_1 \sqrt{\frac{\left[ R_2' R_{Fe} - \omega_1^2 L_m L_r' s \right]^2 + \left[ \omega_1 L_m (R_2' + R_{Fe} s) + \omega_1 L_r' R_{Fe} s \right]^2}{\left[ R_1 R_2' R_{Fe} - \omega_1^2 L_m L_r' (R_1 + R_{Fe}) s \right]^2 + \left[ \omega_1 L_m (R_1 R_2' + R_1 R_{Fe} s + R_2' R_{Fe}) + \omega_1 L_r' R_1 R_{Fe} s \right]^2}}. \quad (2.5)$$

**Napětí v příčné větvi** - Příčnou větev tvoří paralelní kombinace hlavní (magnetizační) indukčnosti  $L_\mu$  a odporu charakterizujícího ztráty v železe  $R_{Fe}$ . Toto napětí představuje indukované napětí jedné fáze statoru. Odvozením z obvodu náhradního zapojení získáme tvar

$$U_0 = U_1 \frac{(R_{Fe}) \parallel (j\omega_1 L_m) \parallel \left( \frac{R_2'}{s} + j\omega_1 L_r' \right)}{R_1 + (R_{Fe}) \parallel (j\omega_1 L_m) \parallel \left( \frac{R_2'}{s} + j\omega_1 L_r' \right)}. \quad (2.6)$$

Matematickou úpravou dostaneme rovnici

$$U_0 = U_1 \frac{-\omega_1^2 L_m L_r' R_{Fe} s + j\omega_1 L_m R_2' R_{Fe}}{R_1 R_2' R_{Fe} - \omega_1^2 L_m L_r' (R_1 + R_{Fe}) s + j \left[ \omega_1 L_m (R_1 R_2' + R_1 R_{Fe} s + R_2' R_{Fe}) + \omega_1 L_r' R_1 R_{Fe} s \right]}. \quad (2.7)$$

V následujících výpočtech je použita absolutní hodnota napětí v příčné větvi, pro kterou platí

$$U_0 = U_1 \sqrt{\frac{\left[ -\omega_1^2 L_m L_r' R_{Fe} s \right]^2 + \left[ \omega_1 L_m R_2' R_{Fe} \right]^2}{\left[ R_1 R_2' R_{Fe} - \omega_1^2 L_m L_r' (R_1 + R_{Fe}) s \right]^2 + \left[ \omega_1 L_m (R_1 R_2' + R_1 R_{Fe} s + R_2' R_{Fe}) + \omega_1 L_r' R_1 R_{Fe} s \right]^2}}. \quad (2.8)$$

**Proudy v příčné větvi** - V příčné větvi se vyskytuje proud reprezentující ztráty v železe  $I_{Fe}$  a magnetizační proud  $I_\mu$ . Pro tyto proudy platí tyto vztahy

$$I_{Fe} = \frac{U_0}{R_{Fe}}, \quad (2.9)$$

$$I_\mu = \frac{U_0}{\omega_1 L_\mu}. \quad (2.10)$$

**Proud rotoru přepočtený na stator** - Proud rotoru přepočtený na stator je dán podílem napětí v příčné větvi a celkovou impedancí rotorového obvodu

$$I_2' = \frac{U_0}{\sqrt{\left( \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (\omega_1 L_r')^2}}. \quad (2.11)$$

## 2.3 Výpočet výkonu a účinnosti asynchronního motoru

V následující části jsou uvedeny vztahy pro určení celkové účinnosti a jednotlivých výkonů, ztrát a vnitřního momentu odpovídajících náhradnímu zapojení ve tvaru  $\Gamma$ -článku. Protože je náhradní zapojení asynchronního motoru platné pro jednu fázi, musí být jednotlivé rovnice pro výpočet výkonu vynásobeny počtem fází  $m_1$ .

Fázový posun  $\varphi$  mezi napětím a proudem statoru lze určit ze vstupní impedance podle

$$\varphi = \arctan \frac{\operatorname{Im}(Z_1)}{\operatorname{Re}(Z_1)}. \quad (2.12)$$

Pro celkový zdánlivý výkon odebíraný motorem platí

$$S_1 = m_1 U_1 I_1. \quad (2.13)$$

Jalová složka příkonu  $Q_1$  a činná složka příkonu  $P_1$  jsou dány následujícími vztahy

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi, \quad (2.14)$$

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi. \quad (2.15)$$

Výkon ve vzduchové mezeře  $P_\delta$ , který odpovídá výkonu přenášenému elektromagnetickým polem do rotoru, je možné vyjádřit jako

$$P_\delta = m_1 \left( \frac{R'_2}{s} \right) I_2'^2. \quad (2.16)$$

Vnitřní mechanický výkon  $P_{\text{mech}}$  je výkon vytvářející otáčivé účinky rotoru

$$P_{\text{mech}} = m_1 \left( R'_2 \frac{1-s}{s} \right) I_2'^2. \quad (2.17)$$

Výsledný užitečný výkon  $P$  odebíraný na hřídeli stroje lze získat odečtením mechanických ztrát  $\Delta P_{\text{mech}}$  z vnitřního mechanického výkonu  $P_{\text{mech}}$ . Pro výsledný užitečný výkon tedy platí

$$P = P_{\text{mech}} - \Delta P_{\text{mech}}. \quad (2.18)$$

Díky vzájemné interakci magnetických polí statoru a rotoru působí na rotorové tyče vnitřní moment  $M_i$ . Vztah pro jeho výpočet získáme podělením rovnice 2.17 úhlovým kmitočtem rotoru  $\omega$ , tedy

$$M_i = \frac{P_{\text{mech}}}{\omega}, \quad (2.19)$$

obdobným způsobem lze z rovnice 2.18 vyjádřit vztah pro zátěžný moment na hřídeli  $M$  jako

$$M = \frac{P}{\omega}. \quad (2.20)$$

Pro výpočet synchronních otáček  $n_s$  z frekvence napájecího napětí  $f_1$  a počtu pólů  $p$  platí následující vztah

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p}. \quad (2.21)$$

Skuz motoru  $s$  se vypočítá ze synchronních otáček  $n_s$  a mechanických otáček hřídele  $n$  podle vztahu

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}. \quad (2.22)$$

Mechanickou úhlovou rychlost  $\omega$  lze pomocí skluzu  $s$  určit jako

$$\omega = \frac{2\pi f_1}{p}(1 - s). \quad (2.23)$$

Pro Joulovy ztráty ve statoru  $\Delta P_{j1}$ , ztráty v železe  $\Delta P_{Fe}$  a Joulovy ztráty v rotoru  $\Delta P_{j2}$  platí vztahy

$$\Delta P_{j1} = m_1 R_1 I_1^2, \quad (2.24)$$

$$\Delta P_{Fe} = m_1 \frac{U_0^2}{R_{Fe}}, \quad (2.25)$$

$$\Delta P_{j2} = m_1 R_2' I_2^2. \quad (2.26)$$

Celkové ztráty motoru  $\Delta P$  jsou dány součtem jednotlivých ztrát

$$\Delta P = \Delta P_{j1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{j2} + \Delta P_{mech}. \quad (2.27)$$

Celková účinnost  $\eta$  je určena poměrem užitečného mechanického výkonu  $P$  a elektrického příkonu  $P_1$  nebo pomocí příkonu a celkových ztrát

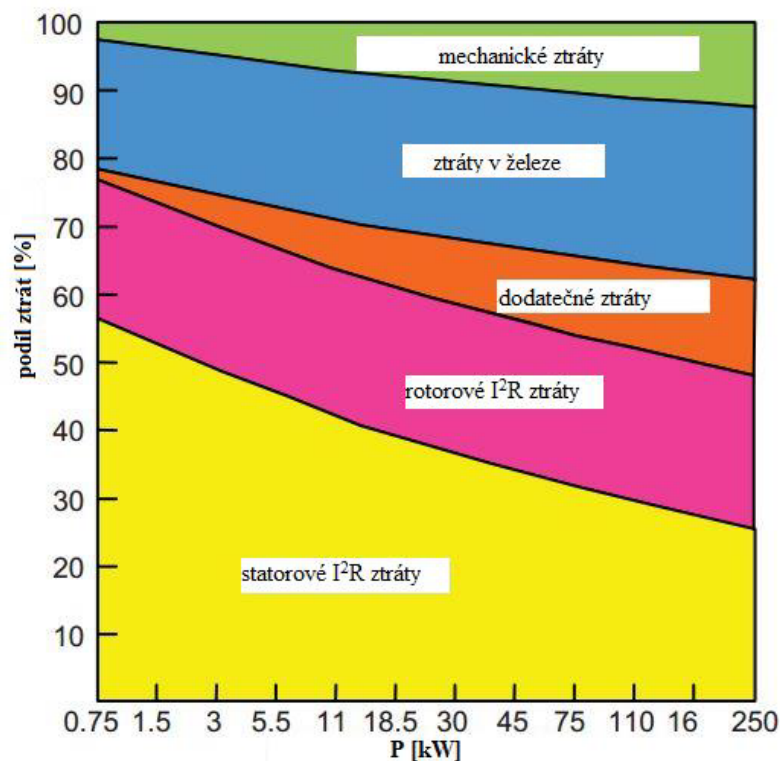
$$\eta = \frac{P}{P_1} \cdot 100 = \frac{P}{P + \Delta P} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (2.28)$$

## 2.4 Ztráty asynchronního motoru

Ztráty jsou nedílnou součástí asynchronního motoru. Při chodu stroje se část dodávané elektrické energie přeměňuje na energii tepelnou, která způsobuje jeho zahřívání. Výsledkem tohoto zahřívání je zvýšení teploty motoru, jeho opotřebení a především snížení celkové účinnosti motoru.

Níže jsou uvedeny běžně udávané druhy ztrát:

**Ztráty ve vinutí** - Jedná se o Joulovy ztráty v rotorové kleci a vinutí statoru. Jsou způsobeny elektrickým proudem tekoucím vodičem o určitém nenulovém odporu. Jejich velikost je úměrná velikosti elektrického odporu a kvadrátu protékajícího proudu. Jak je možné vidět v obrázku 2.2, u běžných typů asynchronního motoru tvoří Joulovy ztráty statoru a rotoru největší podíl celkových ztrát.



Obr. 2.2: Rozložení ztrát 4 pólového asynchronního motoru pro 50 Hz [11]

**Ztráty v železe** - Dělí se na ztráty hysterezní a vířivé. V obvodu náhradního zapojení jsou reprezentovány odporem  $R_{Fe}$ . Jsou závislé na materiálových vlastnostech magnetických částí stroje, frekvenci a velikosti magnetické indukce. Ztráty v železe tvoří po Joulových ztrátách statoru a rotoru třetí největší podíl celkových ztrát.

Hysterezní ztráty jsou způsobeny přemagnetováním železa. Jejich přibližná velikost je dána součinem první mocniny frekvence střídavého magnetického pole  $f$  a (většinou [17]) druhé mocnině magnetické indukce  $B$ .

Ztráty vířivými proudy jsou způsobeny proudy indukovanými v železe, které vznikají vlivem změny magnetického toku. Tyto proudy mohou vznikat pouze v elektricky vodivých materiálech. Přibližná velikost ztrát způsobených vířivými proudy je úměrná druhé mocnině frekvence  $f$  a druhé mocnině magnetické indukce  $B$ . [17]

**Mechanické ztráty** - Mezi mechanické ztráty patří ztráty způsobené třením v ložiscích, třením s okolním vzduchem a ventilační ztráty. Jejich velikost se odvíjí od rozměrů stroje, konstrukčního provedení, použití ventilátoru, výběru správných ložisek a od otáček rotoru  $n$ . Podíl mechanických ztrát na celkových ztrátách motoru je malý, ale jsou přibližně konstantní pro různá zatížení stroje. Vztahy pro určení mechanických ztrát jsou uvedeny v práci [14].

**Dodatečné ztráty** - Jedná se o ztráty, které zůstávají po odečtení výše uvedených ztrát. Jsou způsobeny různými zdroji, které jsou těžko zjistitelné a měřitelné. Jejich velikost je částečně úměrná zatížení motoru, ale jejich podíl na celkových ztrátách motoru je malý. Hlavní příčinou jsou udávány vyšší harmonické magnetického napětí. Podrobnější popis těchto ztrát je uveden v práci [14].

# 3 REŠERŠNÍ STUDIE ALGORITMŮ ŘÍZENÍ PRO ZVYŠOVÁNÍ ÚČINNOSTI ASYNCHRONNÍHO MOTORU

V této kapitole budou nastíněny nejběžnější způsoby řízení frekvenčních měničů pro pohon asynchronního motoru 3.1. Dále zde budou uvedeny optimalizační algoritmy používané pro zlepšení některých vlastností řízení asynchronního motoru 3.2. V poslední části této kapitoly bude provedeno základní rozdělení metod pro snižování ztrát asynchronního motoru 3.3.

## 3.1 Řízení asynchronního motoru

Použitím frekvenčního měniče je možné efektivně řídit asynchronní motor. Jedná se však o dynamický nelineární systém, kde měření magnetického toku a rotorového proudu je problematické, navíc zahřívání rotoru mění velikost jeho odporu. Problémem řízení asynchronního motoru je fakt, že zde existuje jediný proud, jehož část vytváří moment a část tvoří magnetický tok, ale není možné jednoduchým způsobem tyto dvě části téhož proudu určit. [9]

Pro řízení s frekvenčním měničem existuje řada rozdílných metod. Jejich obecné rozdělení je na obrázku 3.1. Toto rozdělení se dělí na dvě základní skupiny a to na skalární a vektorové řízení.

### 3.1.1 Skalární řízení

Skalární řízení předpokládá, že všechny proměnné veličiny jsou skalární, tedy pracuje pouze s amplitudami (absolutní hodnotou) řízených veličin. Obecně si vystačí pouze s otáčkovou zpětnou vazbou, ale pokud se zanedbává skluz, pracuje i bez použití zpětné vazby.

$V/Hz$  (nebo též  $U/f$ ) je dobře známou metodou skalárního řízení, která spočívá v zachování přibližně stálého sycení motoru udržováním konstantního poměru mezi velikostí a frekvencí napájecího napětí.

Otáčky motoru jsou řízeny změnou frekvence statorového napětí takovým způsobem, že skutečné otáčky motoru jsou dány zatížením motoru a frekvencí výstupního napětí měniče. Velikost výstupního napětí je pak podle zvoleného řídicího systému přiřazena úměrně jeho požadované frekvenci.

Jedná se o poměrně jednoduchý způsob řízení, který má dobrou spolehlivost, snadnou realizaci a nízké náklady. Skalární řízení není závislé na parametrech náhradního zapojení, protože poměr  $U/f$  je dán přímo štítkovými hodnotami nomi-

nálního napětí a frekvence stroje. Odchylka od optimálního řízení v ustáleném stavu je poměrně nízká.

Zrychlení motoru je možné ovládat řízením změny napájecí frekvence. Nevýhodou je však nemožnost řízení momentu, špatná dynamická odezva a nízká účinnost při sníženém zatížení motoru. Účinnost mimo nominálních otáček motoru částečně klesá, z důvodu podstatného zjednodušení a zanedbání skutečného chování motoru.

### 3.1.2 Vektorové řízení

Na rozdíl od skalárního řízení, které pracuje pouze s amplitudou magnetického toku, vektorové řízení řídí také pozici (orientaci vektoru) magnetického pole ve zvolené souřadnicové soustavě. V důsledku toho umožňuje nezávislé řízení momentu a magnetického toku. Pro určení momentu se používá Clarkova transformace na systém souřadnic  $\alpha\beta$  vztažený ke statoru. Magnetický tok se určuje pomocí Parkovi transformace na souřadnicový systém  $dq$  vztažený k otáčejícímu se rotoru. [9, 19]

Vektorové řízení je hojně používané pro své dobré schopnosti řízení, které jsou ve srovnání se skalárním řízením výrazně lepší. Komplexní provedení těchto metod řízení však vyžaduje řadu senzorů pro měření proudů, napětí a otáček, složitější provedení a s tím spojené vyšší náklady na realizaci.

**Field oriented control (FOC)** - Field oriented control neboli řízení orientací pole je často používanou metodou vektorového řízení asynchronního motoru. Řízení momentu a magnetického toku probíhá pomocí dvou pravoúhlých proměnných vektorů (napětí nebo proudů). FOC vyžaduje Clarkovu i Parkovu transformaci. [9]

Podle magnetického toku, vůči kterému se orientuje, se rozlišuje vektorové řízení:

- rotorově orientované
- statorově orientované
- orientované podle toku ve vzduchové mezeře

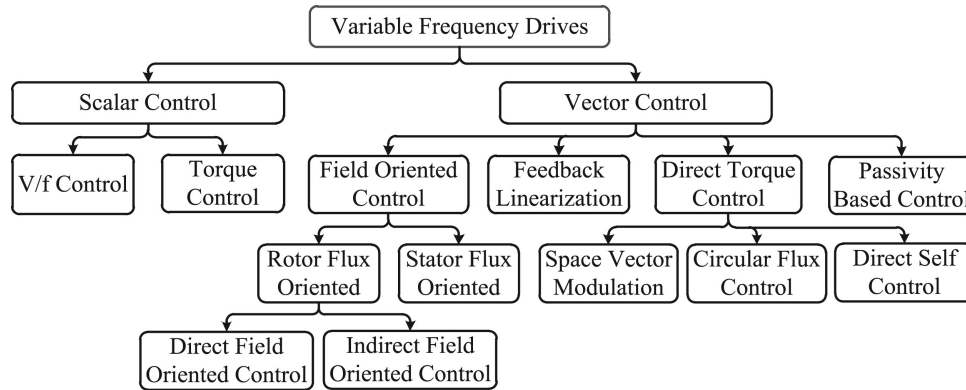
Nejpoužívanější je řízení rotorově orientované. Podle způsobu určování vektoru magnetického pole, se FOC dále dělí na:

- Přímé (DFOC), které využívá Hallovy sondy pro měření a odhadování vektoru magnetického toku.
- Nepřímé (IFOC), kde se vektor magnetického pole určuje výpočtem ze změřených proudů statoru. [6]

**Direct torque control (DTC)** - Direct torque control neboli přímé řízení momentu je další často používanou metodou vektorového řízení. Princip této metody je založený na volbě vhodného vektoru výstupní veličiny na základě rozdílů referenčních a odhadovaných hodnot momentu a magnetického toku.

DTC má v porovnání s FOC několik výhod jako například vysokou dynamickou odezvu momentu, menší závislost na parametrech motoru, jednodušší provedení a

navíc nepotřebuje čidlo otáček. Na druhou stranu má DTC řadu nevýhod, především značné zvlnění momentu a proudu a proměnlivou spínací frekvenci měniče, což má za následek hlučný provoz. Tyto nevýhody je však možné úspěšně omezit použitím dalších optimalizačních systémů. Základní provedení DTC má ještě navíc problém se správným řízením v nízkých otáčkách. [2, 5, 10]



Obr. 3.1: Metody řízení asynchronního motoru [9]

## 3.2 Optimalizační algoritmy

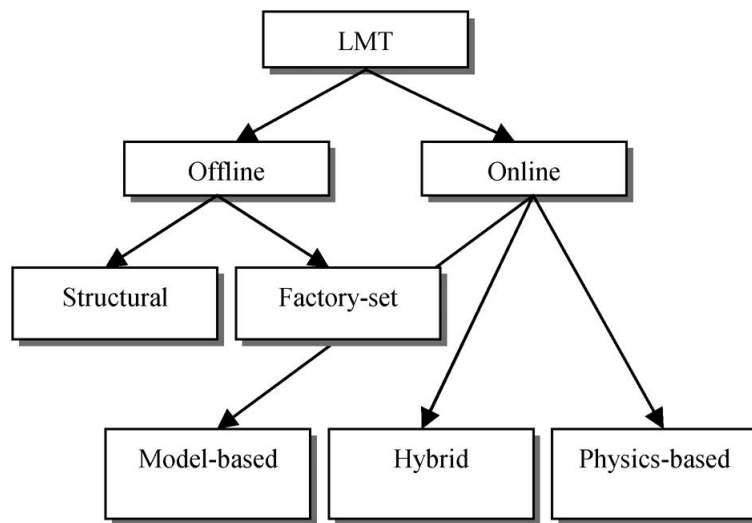
Moderní systémy řízení často využívají inteligentní algoritmy pro vylepšení vlastností běžně používaných metod řízení. Tyto algoritmy jsou schopny řešit složité úlohy, například najít optimální nastavení některých prvků řídicího systému. Vzhledem k množství prováděných výpočtů jsou však poměrně pomalé. Uvedené algoritmy vychází ze studií různých přírodních jevů, podle kterých se dělí na biologické a fyzikální. [9]

Níže jsou krátce popsány běžně používané optimalizační algoritmy:

- Genetický algoritmus - který je založený náhodných mutací a vzájemném křížení prvků původní populace.
- Particle swarm optimization - vycházející ze studií chování ptačího hejna.
- Firefly algoritmus - používající světelné vzory a chování pozorované u světlušek.
- Gravitační algoritmus - založený na vzájemné přitažlivosti všech částic úměrně jejich hmotnosti a vzdálenosti.
- Backtracking search algoritmus - jedná se o evoluční výpočetní techniku, která upravuje operátory křížení a mutace používané pro tvorbu nových populací.
- Modelování pohybu projektilu - které využívá modelování pohybu projektilu atmosférou, kde dochází k poklesu jeho kinetické energie.

### 3.3 Metody snižování ztrát asynchronního motoru

Zvýšení účinnosti asynchronního motoru je možné dosáhnout jednak konstrukčními úpravami 3.3.1, ale také jeho vhodným řízením. Jelikož je tato práce založena na řídicích algoritmech asynchronního motoru, tak zde budou probrány především metody pracující s nastavením optimálního řízení motoru pomocí frekvenčního měniče. Pro snižování ztrát asynchronního motoru z pohledu jeho řízení existuje řada rozdílných metod. Jejich společnou vlastností je snaha o dosažení optimálního sycení, což je základní podmínkou pro chod motoru s minimálními ztrátami. [8]



Obr. 3.2: Rozdělení metod pro snižování ztrát [1]

Tyto metody se podle jejich požadavků na zpětnou vazbu rozdělují na dvě základní skupiny:

**Offline metody** - Jsou metody, které nevyžadují žádnou zpětnou vazbu, vlivem čehož se nejsou schopny přizpůsobovat za chodu motoru. V případě změny pracovních podmínek (např. změně parametrů náhradního zapojení motoru vlivem teploty nebo změně zatížení) nejsou schopny nijak reagovat a celková účinnost tedy klesá.

**Online metody** - Tyto metody vyžadují zpětnou vazbu v podobě měření některých veličin (proudů, napětí, magnetických toků a otáček) zpravidla v reálném čase. V závislosti na této zpětné vazbě jsou schopny dynamicky reagovat na změny pracovních podmínek motoru a snažit se tak o zachování optimálního chodu motoru.

#### 3.3.1 Strukturální metody

Jsou to metody dosahující snižování ztrát na základě konstrukčních změn celého motoru. Jedná se o úpravy tvaru, výběr použitých materiálů nebo způsob výroby.

Danou tematikou se zabývají práce [14] a [15].

### 3.3.2 Metody továrního nastavení

Tyto metody hledají optimální řízení motoru pomocí analýzy struktury motoru a odhadu ztrát. Výsledkem těchto metod jsou obvykle řídicí charakteristiky nebo jednotlivá nastavení řízení pro různé pracovní podmínky. V závislosti na vybraném pracovním bodě je pak možné zvolit odpovídající nastavení řízení pro minimalizaci ztrát. Hledání optimálního řízení tímto způsobem je poměrně složité. Z toho důvodu se používá u motorů, které pracují převážně v jednom úzkém pracovním bodě v ustáleném stavu.[1]

Pro analýzu motoru a odhad ztrát se používá nejčastěji metoda konečných prvků. Další možností je pak experimentální měření ztrát pro různé poměry napájecího napětí a frekvence při požadovaném zatížení. Harmonická analýza metodou konečných prvků je provedena v práci [16].

### 3.3.3 Modelové metody

Modelové metody pro snižování ztrát využívají matematické modely asynchronního motoru představené v kapitole 2 pro výpočet optimální velikosti řídicí veličiny a dosažení minimálních ztrát.

Nejdříve dojde k analytickému vyjádření ztrát z náhradního zapojení asynchronního motoru. Výsledný vztah pro ztrátový výkon  $\Delta P$  je zderivován podle řídicí veličiny (např. statorového proudu, magnetického toku, poměru napětí a frekvence nebo skluzového kmitočtu). Poté nalezením minima takto vzniklé funkce obdržíme hodnotu řídicí veličiny, při které by celkové ztráty měly být minimální.

Modelové metody snižování ztrát mohou být použity u pohonů se zpětnou vazbou i bez ní. V případě jejího použití v pohonech bez zpětné vazby dosahuje snižování ztrát převážně jen pro přímo nastavené zatížení. V pohonech pouze s otáčkovou zpětnou vazbou je možné regulovat ztráty v celém rozsahu otáček, ovšem v případě proměnlivé zátěže toto řízení není optimální. Při použití plné zpětné vazby (tzn. včetně měření proudů, napětí nebo magnetického toku) je možné dosáhnout optimalizace ztrát v celém rozsahu otáček a zatížení.

Jelikož tyto metody nevyžadují žádné iterační kroky, dosahují konvergence k minimálním ztrátám nejrychleji ze všech zmíněných metod. Zásadní nevýhodou je velká závislost na změně parametrů náhradního zapojení asynchronního motoru. Pokud nejsou tyto změny parametrů kompenzovány, pak dochází k částečnému posunu od optimálního řízení. [1, 7, 3]

### 3.3.4 Fyzikální metody

Fyzikální metody snižování ztrát používají elektromechanické nebo matematické zásady pro směřování řídicí veličiny ve směru minimálních ztrát.

Některé metody jsou založeny na principu omyl-pokus. Postupně provádí úpravy řídicí veličiny a na základě zpětné vazby rozhodují jakým směrem je nutné provádět další změny. Jiné metody používají pro dosažení minimálních ztrát fuzzy logiku. Funkce příslušnosti mohou být dány například odhady podílu změny příkonu ku změně řídicí veličiny (např.  $\Delta P_1/\Delta i_s$ ). K optimalizaci uvedených metod jsou často využívány algoritmy zmíněné v sekci 3.2.

Pozitivní vlastností fyzikálních metod je jejich nezávislost na parametrech náhradního zapojení. Tyto metody tedy vždy směřují k minimálním ztrátám a jejich využití je poměrně jednoduché. Vzhledem k tomu, že pro nalezení optimálního řízení je většinou potřeba několik iteračních kroků, je doba konvergence k minimálním ztrátám oproti modelovým metodám obecně delší. Mezi nevýhody patří především oscilace v okolí optimálního bodu. Tyto oscilace je možné redukovat zmenšením iteračního kroku v blízkosti optima nebo použitím optimalizačních algoritmů. [1, 7]

### 3.3.5 Hybridní metody

Hybridní metody pro snižování ztrát jsou kombinací modelové a fyzikální metody. Modelová část obvykle slouží k nalezení minimálních ztrát, zatímco fyzikální část zajišťuje optimalizaci odchylek způsobených nepřesnostmi matematického modelu.

Z předložených metod pro snižování ztrát je realizace hybridních metod nej-složitější. Rychlost konvergence k optimálnímu chodu je většinou pomalejší než v případě metod modelových, ale zároveň kratší v porovnání s metodami fyzikálními. Hybridní metody vyžadují znalost parametrů náhradního zapojení, ale závislost na jejich změnách je částečně kompenzována jejich fyzikální částí. Častou výhodou hybridních metod je vedle snižování ztrát ještě omezení dalších negativních jevů, jako třeba zvlnění proudu, momentové rázy nebo vysoký překmit běžných regulátorů. [1]

## 4 VÝPOČET ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU S MAXIMÁLNÍ ÚČINNOSTÍ

V této kapitole proběhne výpočet optimálního řízení asynchronního motoru z hlediska maximální účinnosti. Použitý způsob zvyšování účinnosti vychází z [13].

V první části je popsáno odvození výsledného vztahu pro určení velikosti řídicí veličiny k dosažení požadované účinnosti. Z hlediska rozdělení způsobů řízení spadá použitá metoda do kategorie skalárního řízení, takže je vhodná především pro chod motoru v ustálených stavech. Jedná se o modelovou metodu snižování ztrát, protože pro nalezení optimálního řízení vyžaduje použití náhradního elektrického modelu.

Jakožto modelová metoda 3.3.3 je značně závislá na změnách parametrů náhradního elektrického modelu způsobených zatěžováním motoru. Z tohoto důvodu jsou uvedeny způsoby respektování jejich změn v závislosti na oteplení a změnách sycení.

V rámci vyhodnocování dosažených výsledků proběhne srovnání s klasickým způsobem řízení metodou konstantního sycení.

### 4.1 Odvození optimálního rotorového kmitočtu

Obecný vztah pro určení účinnosti asynchronního motoru byl již popsán v kapitole 2. V případě odvození optimálního rotorového kmitočtu se vychází právě ze vztahu pro účinnost jako poměr výkonu a součtu výkonu a jednotlivých ztrát.

#### 4.1.1 Odvození vztahu pro účinnost

Kvůli pohodlnějšímu zápisu rovnic budou v průběhu odvození optimálního rotorového kmitočtu přeznačeny některé veličiny následujícím způsobem  $I_1 = I_S$ ,  $I'_2 = I_R$ ,  $R_1 = R_S$ ,  $R'_2 = R_R$ ,  $L_m = L_h$ ,  $L'_r = L_R$  a  $\omega_1 = \omega_S$ . Dále je definován rotorový kmitočet  $\omega_R$  jako rozdíl statorového kmitočtu a mechanické úhlové rychlosti motoru.

Nejdříve se do výpočtu účinnosti zahrnou pouze Joulovy ztráty rotoru  $\Delta P_{J2}$  a statoru  $\Delta P_{J1}$ , které jsou z pravidla nejpodstatnějším zdrojem ztrát. Další ztráty v železe  $\Delta P_{Fe}$ , ztráty mechanické  $\Delta P_{mech}$ , případně ztráty dodatečné nebo ztráty v měniči se zatím uvažovat nebudou, přičemž dále bude možnost je do výpočtu opět zahrnout. Pro začátek tedy vycházíme z rovnice pro účinnost motoru

$$\eta = \frac{P}{P + 3R_S I_S^2 + 3R_R I_R^2}. \quad (4.1)$$

Pro výkon motoru platí

$$P = M\omega_{mech} \quad (4.2)$$

kde  $\omega_{\text{mech}}$  je mechanická úhlová rychlost

$$\omega_{\text{mech}} = 1/p(\omega_{\text{S}} - \omega_{\text{R}}). \quad (4.3)$$

Pro moment stroje v ustáleném stavu se vychází ze vztahu

$$M = 3p \frac{R_{\text{R}}\omega_{\text{R}}L_{\text{h}}^2}{R_{\text{R}}^2 + \omega_{\text{R}}^2L_{\text{R}}^2} I_{\text{S}}^2. \quad (4.4)$$

Dále je nezbytná rovnice pro rotorový proud v ustáleném stavu

$$I_{\text{R}}^2 = \frac{\omega_{\text{R}}^2L_{\text{h}}^2}{R_{\text{R}}^2 + \omega_{\text{R}}^2L_{\text{R}}^2} I_{\text{S}}^2. \quad (4.5)$$

Dosazením předešlých rovnic do vztahu pro výpočet účinnosti 4.1 a následnou matematickou úpravou přejde rovnice do následujícího tvaru

$$\eta = \frac{R_{\text{R}}\omega_{\text{R}}(\omega_{\text{S}} - \omega_{\text{R}})L_{\text{h}}^2}{R_{\text{S}}R_{\text{R}}^2 + R_{\text{S}}\omega_{\text{R}}^2L_{\text{R}}^2 + R_{\text{R}}\omega_{\text{S}}\omega_{\text{R}}L_{\text{h}}^2}. \quad (4.6)$$

Pro rotorovou rozptylovou indukčnost platí

$$L_{\text{R}} = (1 + \sigma_{\text{R}})L_{\text{h}} \quad (4.7)$$

kde  $\sigma_{\text{R}}$  je parametr udávající vztah mezi hlavní indukčností  $L_{\text{h}}$  a rozptylovou indukčností  $L'_{\text{r}}$ . Užitím tohoto vztahu v rovnici pro výpočet účinnosti přejde tato rovnice do tvaru, který bude dále výhodný

$$\eta = \frac{R_{\text{R}}\omega_{\text{R}}(\omega_{\text{S}} - \omega_{\text{R}})L_{\text{h}}^2}{R_{\text{S}}R_{\text{R}}^2 + R_{\text{S}}\omega_{\text{R}}^2(1 + \sigma_{\text{R}})^2L_{\text{h}}^2 + R_{\text{R}}\omega_{\text{S}}\omega_{\text{R}}L_{\text{h}}^2}. \quad (4.8)$$

Jak již bylo na začátku kapitoly uvedeno, nyní budou do výsledného vzorce pro výpočet účinnosti zahrnuty i další ztráty. Tyto ztráty jsou souhrnně označeny  $\Delta P_{\text{r}}$  a jejich součástí jsou ztráty v železe  $\Delta P_{\text{Fe}}$ , ztráty mechanické  $\Delta P_{\text{mech}}$ , ztráty dodatečné  $\Delta P_{\text{d}}$  a ztráty v měniči  $\Delta P_{\text{c}}$ . U všech uvedených ztrát se předpokládá, že jsou závislé pouze na satorovém kmitočtu  $\omega_{\text{s}}$  a satorovém proudu  $I_{\text{s}}$ , tedy

$$\Delta P_{\text{r}} = \Delta P_{\text{mech}} + \Delta P_{\text{Fe}} + \Delta P_{\text{c}} + \Delta P_{\text{d}} \quad (4.9)$$

$$\Delta P_{\text{r}} = k_{\text{a}}f(\omega_{\text{s}}) + k_{\text{b}}g(I_{\text{s}}) \quad (4.10)$$

Po přidání těchto souhrnných ztrát vznikne nový vztah pro účinnost asynchronního motoru respektující všechny uvedené ztráty. Pro rozlišení bude tento vztah označen  $\eta_{\text{T}}$ .

$$\eta_{\text{T}} = \frac{R_{\text{R}}\omega_{\text{R}}(\omega_{\text{S}} - \omega_{\text{R}})L_{\text{h}}^2}{R_{\text{R}}^2(R_{\text{S}} + \Delta P_{\text{r}}/3I_{\text{S}}^2) + \omega_{\text{R}}^2L_{\text{R}}^2(R_{\text{S}} + \Delta P_{\text{r}}/3I_{\text{S}}^2) + R_{\text{R}}\omega_{\text{S}}\omega_{\text{R}}L_{\text{h}}^2} \quad (4.11)$$

V porovnání se vztahem pro účinnost motoru bez dodatečných ztrát  $\eta$  a nového vztahu pro účinnost s uvažováním dodatečných ztrát je v prvních dvou členech jmenovatele vidět navíc výrazy

$$1/3\Delta P_r I_S^2 \text{ nebo } P_r / 3I_S^2 \quad (4.12)$$

které se projevují jako změna satorového odporu  $R_S$ . Lze tedy uvažovat, že veškeré dodatečné ztráty zvětšují hodnotu satorového odporu. Tento nový satorový odpor proto označíme  $R_S^*$ , přičemž pro jeho hodnotu platí následující

$$R_S^* = R_S + \Delta P_r / 3I_S^2 \quad (4.13)$$

S použitím tohoto nového satorového odporu  $R_S^*$  lze vyjádřit účinnost asynchronního motoru se zohledněním všech ztrát rovnicí

$$\eta_T = \frac{R_R \omega_R (\omega_S - \omega_R) L_h^2}{R_S^* R_R^2 + R_S^* \omega_R^2 L_R^2 + R_R \omega_S \omega_R L_h^2} \quad (4.14)$$

Účinnost tedy závisí pouze na dvou proměnných  $\omega_S$  a  $\omega_R$ , které můžeme měnit. Přičemž satorový kmitočet  $\omega_S$  je dán požadovanou rychlostí motoru. Z tohoto důvodu lze účinnost motoru řídit pouze volbou vhodné rotorové frekvence  $\omega_R$ .

### 4.1.2 Odvození vztahu pro optimální rotorový kmitočet

V následující části se nachází odvození optimálního rotorového kmitočtu z rovnice pro účinnost asynchronního motoru. Toto odvození bude pro zjednodušení vycházet z rovnice pro účinnost při zanedbání dodatečných ztrát  $\Delta P_r$ , přičemž tyto ztráty budou posléze do výsledného vzorce opět přidány.

Pro nalezení maximální účinnosti je potřeba zderivovat rovnici pro účinnost 4.8 podle rotorové frekvence  $\omega_R$ . Podmínka pro maximum účinnosti vede po úpravě na kvadratickou rovnici

$$\omega_R^2 (R_R \omega_S L_h^2 + R_S \omega_S L_h^2) + \omega_R 2R_S R_R^2 - R_S R_R^2 \omega_S = 0 \quad (4.15)$$

kterou lze přepsat do tvaru

$$\omega_R^2 - \frac{R_S R_R^2}{R_R L_h^2 + R_S L_R^2} (1 - 2\omega_R / \omega_S) = 0 \quad (4.16)$$

Řešením uvedené rovnice obdržíme vztah pro rotorový kmitočet

$$\omega_R = \pm \sqrt{\frac{(1 - 2\omega_R / \omega_S) R_S R_R^2}{R_R L_h^2 + R_S L_R^2}} \quad (4.17)$$

Pro střední a vyšší rychlosti odpovídající frekvenci  $f_s > 10$  Hz, kdy lze předpokládat platnost nerovnosti  $2\omega_R/\omega_S < 1$ , dostaneme z předchozí rovnice přibližný vztah pro optimální rotorový kmitočet

$$\omega_{\text{Ropt}} = \pm R_R \sqrt{\frac{1}{L_R^2 + (R_R/R_S)L_h^2}} \quad (4.18)$$

nebo

$$\omega_{\text{Ropt}} = \pm \frac{R_R}{K_h L_h} \quad (4.19)$$

kde

$$K_h = \sqrt{R_R/R_S + (1 + \sigma_R)^2} \quad (4.20)$$

Člen  $(1 + \sigma_R)^2$  je přibližně roven nule, takže v případě  $R_S \approx R_R$  lze psát

$$\omega_{\text{Ropt}} = \pm \frac{R_R}{L_h} \quad (4.21)$$

Z uvedených rovnic lze vidět, že pro provoz pohonu s asynchronním motorem při optimální účinnosti je potřeba udržovat poměr rotorového odporu  $R_R$  a hlavní indukčnosti  $L_h$  roven rotorovému kmitočtu vynásobenému členem  $K_h$ . Optimální chod motoru je tedy závislý na velikosti rotorového odporu, který je značně teplotně závislý a na hlavní indukčnosti, která je závislá na sycení magnetického obvodu stroje. Z uvedených důvodů je pro optimální řízení důležité respektovat změnu těchto veličin při běhu stroje.

Nyní se opět zahrnou dodatečné ztráty  $\Delta P_r$ . Jelikož se předpokládá, že jsou dodatečné ztráty závislé pouze na satorové frekvenci  $\omega_S$  a satorovém proudu  $I_S$ , nikoliv na rotorovém kmitočtu  $\omega_R$ , pak nebudou tyto ztráty při derivování rovnice účinnosti podle rotorového kmitočtu ovlivněny. Z těchto důvodů je možné přepsat vztah pro optimální rotorový kmitočet za pomoci upraveného satorového odporu  $R_S^*$  do následujícího tvaru

$$\omega_{\text{Ropt}} = \pm R_R \sqrt{\frac{1}{L_R^2 + (R_R/R_S^*)L_h^2}} = \pm \frac{R_R}{K_h^* L_h} \quad (4.22)$$

kde

$$K_h^* = \sqrt{R_R/R_S^* + (1 + \sigma_R)^2}. \quad (4.23)$$

### 4.1.3 Optimální rotorový kmitočet pro malé rychlosti

Předchozí vztahy pro optimální rotorový kmitočet jsou platné pouze pro střední a vyšší rychlosti kdy je splněna nerovnost  $2\omega_R/\omega_S < 1$ , tedy přibližně pro satorové frekvence splňující  $f_s > 10$  Hz. V oblasti malých rychlostí klesá důležitost řízení s maximální účinnosti, protože výrazně klesá požadovaný výkon stroje a zároveň klesá i účinnost motoru nezávisle na způsobu řízení.

Chod pro malé rychlosti, tedy když je splněna podmínka  $2\omega_R/\omega_S \geq 1$  nebo přibližně  $f_s < 10$  Hz, vyžaduje úplné řešení kvadratické rovnice 4.16, přičemž pro zjednodušení výsledného výrazu označíme

$$\omega_{R1} = \frac{R_R}{\sqrt{L_R^2 + (R_R/R_S)L_h^2}} \quad (4.24)$$

Řešením kvadratické rovnice obdržíme výraz pro optimální rotorový kmitočet platný v celém rozsahu otáček

$$\omega_{Ropt} = \omega_{R1}^2/\omega_S[-1 + \sqrt{1 + (\omega_S/\omega_{R1})^2}] \quad (4.25)$$

V případě středních a vyšších rychlostí platí  $\omega_{R1} \ll \omega_S$  a lze použít výše uvedený vztah pro optimální rotorový kmitočet.

Při malých rychlostech, kdy přibližně platí  $\omega_{R1} \approx \omega_S$ , lze psát

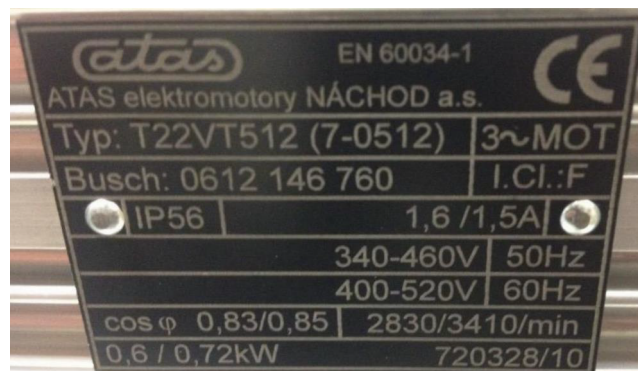
$$\omega_{Ropt} = 0,41\omega_S \quad (4.26)$$

Pro nejmenší rychlosti, kdy platí  $\omega_{R1} \gg \omega_S$ , odpovídá vztah

$$\omega_{Ropt} = \omega_S/2 \quad (4.27)$$

## 4.2 Realizace v prostředí Matlab

Uvedená metoda pro řízení s maximální účinností byla výpočtově ověřena v prostředí Matlab. Pro určení potřebných parametrů náhradního zapojení motoru byl použit trojfázový asynchronní motor s kotvou nakrátko o jmenovitém výkonu 600 W od firmy ATAS elektromotory Náchod. Štítkové hodnoty jsou na obrázku 4.1.



Obr. 4.1: Štítkové hodnoty použitého motoru [20]

Použitý motor již byl popsán v řadě vysokoškolských prací, takže jsou jeho parametry poměrně dobře prozkoumány. Identifikace parametrů náhradního zapojení

daného motoru byla provedena například v práci [20]. Všechny odvozené parametry ve zmíněné práci jsou plně postačující pro odvození optimálního rotorového kmitočtu i jeho následnému ověření na náhradním elektrickém modelu.

### 4.2.1 Parametry náhradního zapojení

Vedoucím práce byly dodány následující parametry náhradního elektrického zapojení příslušného asynchronního motoru:

- Odpor statorového vinutí  $R_1 = 11,7646 \Omega$
- Odpor rotoru přepočtený na stator  $R'_2 = 10,49 \Omega$
- Vztah pro určení hlavní indukčnosti v závislosti na sycení  $L_m = f(U_0, f_1)$
- Hodnotu rozptylové indukčnosti rotoru přepočtenou na stator  $L'_r = 0,01 \text{ H}$
- Vztah pro určení ztrát v železe v závislosti na sycení  $\Delta P_{\text{Fe}} = f(U_0, f_1)$ , potřebný pro určení odporu reprezentujícího ztráty v železe  $R_{\text{Fe}}$

Jak již bylo uvedeno v teoretickém rozboru, modelové metody jsou značně závislé na změnách hodnot parametrů náhradního zapojení způsobených zatěžováním stroje, především na oteplení a změně sycení magnetického obvodu. Z tohoto důvodu je nutné pro dosažení přesnějších výsledků provést přepočet uvedených parametrů na ustálený stav stroje.

Nejdříve je třeba provést přepočet odporu statorového vinutí. Ten je závislý na oteplení motoru, které bylo již dříve určeno laboratorním měřením. Výše uvedená hodnota statorového odporu je platná pro teplotu  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ , přičemž ustálená teplota dosažená za jmenovitého zatížení stroje byla  $69 \text{ }^\circ\text{C}$ . Přepočtený odpor statorového vinutí za uvedeného oteplení se tedy určí podle vztahu

$$R_\theta = R_{\theta_0}(1 + \alpha_{\text{Cu}}\Delta\theta) \quad (4.28)$$

po dosazení známých hodnot

$$R_{1,69^\circ\text{C}} = R_{1,20^\circ\text{C}}(1 + \alpha_{\text{Cu}}\Delta\theta) = 11,7646 \left( 1 + \frac{1}{254,5} \cdot (69 - 20) \right) \Omega = 14,03 \Omega. \quad (4.29)$$

Elektrický odpor kotvy nakrátko přepočtený na stator  $R'_2$  není možné přímo změřit. Jeho velikost se určuje z měření za chodu, kdy už je motor z pravidla zahřátý na provozní teplotu, takže jeho uvedenou hodnotu není třeba přepočítávat.

V případě hlavní indukčnosti byl v práci [12] odvozen empirický vztah pro její určení v závislosti na napětí v příčné větvi  $U_0$  a napájecí frekvenci  $f_1$ . Tento vztah je vyjádřen následujícím polynomem

$$L_m = 0,0012 \left( \frac{U_0}{f_1} \right)^5 - 0,0191 \left( \frac{U_0}{f_1} \right)^4 + 0,1068 \left( \frac{U_0}{f_1} \right)^3 - 0,2938 \left( \frac{U_0}{f_1} \right)^2 + 0,3621 \left( \frac{U_0}{f_1} \right) + 1,0681. \quad (4.30)$$

Posledním parametrem náhradního zapojení, který je třeba určit, je odpor reprezentující ztráty v železe  $R_{\text{Fe}}$ . Ten je možné dopočítat z rovnice 2.25, uvedené v první části této práce, pomocí známých ztrát v železe  $\Delta P_{\text{Fe}}$  a napětí v příčné větvi  $U_0$ . Stejně jako v případě hlavní indukčnosti, jsou ztráty v železe dány empirickým vztahem v závislosti na sycení magnetického obvodu

$$\Delta P_{\text{Fe}} = k_1 f_1 \left( \frac{U_0}{f_1} \right)^a + k_2 U_0^b + k_3 U_0 \quad (4.31)$$

kde konstanty  $k_1 = 4,55 \cdot 10^{-4}$ ,  $k_2 = 3,53 \cdot 10^{-5}$ ,  $k_3 = 2,5 \cdot 10^{-2}$ ,  $a = 4,31$ ,  $b = 2,31$ .

## 4.2.2 Struktura výpočetního skriptu

Skript v prostředí Matlab vytvořený pro tuto bakalářskou práci vyžaduje řadu vstupních parametrů. Těmito parametry jsou v první řadě hodnoty jednotlivých prvků náhradního elektrického modelu statorový odpor  $R_1$ , rotorový odpor přepočtený na stator  $R'_2$ , hlavní indukčnost  $L_m$  a rozptylová indukčnost přepočtená na stator  $L'_1$ . Dále pro určení požadovaného pracovního bodu stroje je nutné zadat velikost zátěžného momentu  $M$  a jemu odpovídající otáčky  $n$ , které se zadávají formou určitého rozsahu otáček, ve kterých bude skript počítat.

Po spuštění programu nejdříve proběhne počáteční odhad několika veličin, aby následné výpočetní cykly pracovaly správně. Postupně probíhá odhad napájecího napětí  $U_1$ , napětí v příčné větvi  $U_0$ , rotorového kmitočtu  $\omega_R$ , napájecí frekvence  $f_1$  a ztrát v železe  $\Delta P_{\text{Fe}}$ .

Hlavní částí celého skriptu jsou tři vnořené cykly. Vnější zajišťuje projetí zadaného rozsahu otáček a na jeho konci je uskutečněno uložení všech významných hodnot do paměti počítače.

Dále první vnořený cyklus slouží pro dosažení požadovaného momentu s maximální stanovenou odchylkou do 0,1 % zadaného momentu. Kde dosažení požadovaného momentu je řízeno změnou velikosti napájecího napětí s využitím metody půlení intervalů pro správnou konvergenci ve všech kombinacích zatížení a otáček.

Druhý vnořený cyklus je poměrně složitý, protože obsahuje řadu postupných výpočtů, které se v několika případech navzájem ovlivňují. Výsledkem tohoto cyklu je nalezení potřebné napájecí frekvence a zároveň výpočet všech hledaných veličin z hlediska elektrického modelu. V rámci jednoho průchodu jsou v následujícím pořadí počítány koeficient  $K_h^*$ , optimální rotorový kmitočet  $\omega_{\text{Ropt}}$ , napájecí frekvence  $f_1$ , ztráty v železe  $\Delta P_{\text{Fe}}$  a jim odpovídající odpor  $R_{\text{Fe}}$  a hodnota hlavní indukčnosti  $L_m$ . V závěru tohoto průchodu jsou tyto hodnoty dosazeny jako parametry další funkce, která je přepočítá pomocí rovnic náhradního elektrického modelu odvozeného v kapitole 2.

Pro správné fungování, především aby se v průběhu skript nezačal nekonečně opakovat, bylo třeba použít řadu kontrolních podmínek. První takovou podmínkou byla kontrola správné volby mezi v případě použití metody půlení intervalů pro nalezení momentu i napájecí frekvence. Zdrojem těchto chyb jsou oscilace vzniklé prováděním několika navzájem se ovlivňujících postupných výpočtů, ale také velká citlivost výsledného momentu na malé změny skluzu spojené s hledáním napájecí frekvence. V případě nalezení chybně zvolené meze dojde k jejímu navýšení.

Ze stejných důvodů bylo nutné zavést další podmínku, kdy dva po sobě jdoucí průchody cyklu pro nalezení statorové frekvence musely splňovat stanovenou maximální odchylku. Bez této kontrolní podmínky by mohl nastat stav, kdy by oscilující hodnota statorové frekvence náhodou prošla podmínkou stanovené maximální odchylky, přestože by ji po dalším průchodu daného cyklu nemusela znovu splnit.

## 4.3 Dosažené výsledky

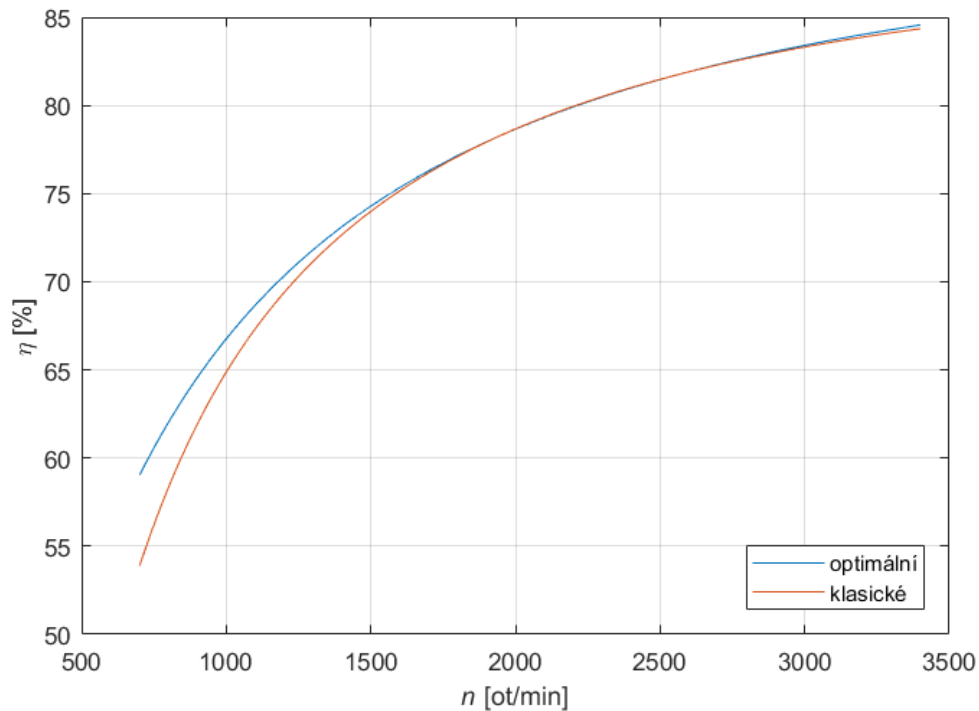
Výstupem skriptu uvedeného v předchozí části jsou různé charakteristiky asynchronního motoru v ustáleném stavu pro požadované momentové zatížení motoru a zadaný rozsah otáček. K porovnání dosažených výsledků je použita skalární metoda udržování konstantního sycení pomocí konstantního poměru velikosti napájecího napětí a jeho frekvence. Tento poměr je dán štítkovými hodnotami motoru pro jmenovité hodnoty napětí 230 V a frekvence 50 Hz.

### 4.3.1 Zanedbání některých ztrát

V rámci použitého výpočtu účinnosti jsou zohledněny pouze Joulovy ztráty statoru a rotoru a ztráty v železe. Zanedbány jsou ztráty dodatečné, které jsou v rámci motorů malého výkonu poměrově velmi malé. Dále jsou to ztráty v měniči, které jsou závislé především na spínací frekvenci frekvenčního měniče. V poslední řadě jsou to ztráty mechanické, které jsou úměrné pouze otáčkám stroje, takže jsou ve všech případech řízení otáček pro stejné otáčky motoru totožné. Důsledkem tohoto zanedbání je posunutí křivek účinnosti směrem k vyšším hodnotám. Pro jmenovitý chod stroje to odpovídá přibližně dvouprocentnímu navýšení účinnosti.

### 4.3.2 Výsledky pro jmenovité zatížení motoru

V grafu 4.2 je možné vidět srovnání průběhů účinnosti pro jmenovité zatížení motoru 2 Nm. Modře zbarvená křivka odpovídá použité metodě optimálního rotorového kmitočtu. Červeně zbarvená křivka odpovídá klasickému způsobu řízení motoru za dodržení konstantního poměru velikosti a frekvence napájecího napětí.



Obr. 4.2: Závislost účinnosti motoru na otáčkách při jmenovitém zatížení 2 Nm

Jmenovitý bod stroje bývá výrobcem zvolen v oblasti maximální účinnosti. Z tohoto důvodu je možné vidět, že právě v okolí jmenovitého bodu se obě křivky sbíhají. Použitá metoda pro dosažení maximální účinnosti je tedy zbytečná v případě provozu motoru za ustáleného provozu v okolí jmenovitého bodu.

V oblasti středních až nízkých otáček je viditelný malý postupně narůstající rozdíl účinností. Tento rozdíl je způsoben klesáním sycení magnetického obvodu v nízkých otáčkách u řízení s konstantním poměrem  $U_1/f_1$ . Se snižujícími se otáčkami totiž roste poměr úbytku napětí na odporu statorového vinutí ku velikosti napájecího napětí. Tím klesá napětí v příčné větvi  $U_0$ , na kterém závisí velikost sycení. Důsledkem příliš malého sycení magnetického obvodu klesá schopnost přenosu výkonu ze statoru na rotor, roste velikost skluzové frekvence a zvyšují se ztráty ve vinutí statoru i kotvě rotoru.

### 4.3.3 Výsledky pro různé hodnoty zatížení motoru

Na obrázcích 4.3 a 4.4 jsou podle stejného rozložení zobrazeny podstatné průběhy při konstantním zatížení motoru 4 Nm a 1 Nm. Modře zbarvené průběhy odpovídají řízení pomocí optimálního rotorového kmitočtu, červeně zbarvené průběhy patří klasické metodě řízení pomocí konstantního sycení.

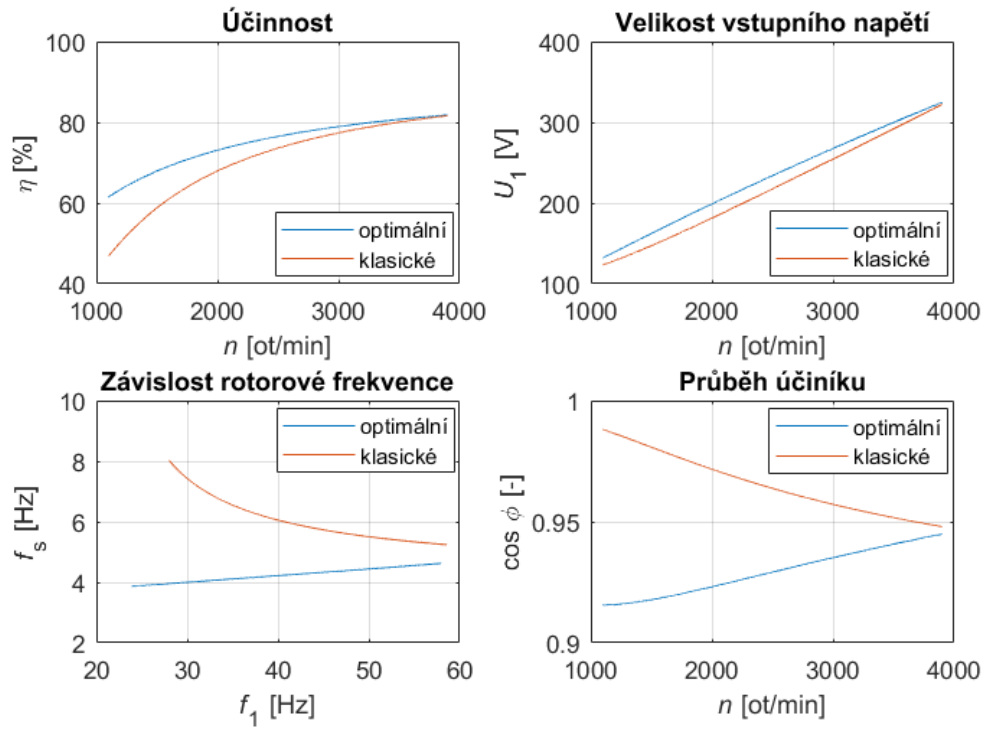
První z těchto grafů obsahuje průběhy účinnosti v závislosti na otáčkách. V druhém grafu jsou závislosti velikosti napájecího napětí na otáčkách stroje. Třetí graf obsahuje závislost skluzové frekvence  $f_s$  na napájecí frekvenci  $f_1$ . V posledním grafu jsou průběhy účinníku  $\cos \phi$ .

V obou případech zatížení je vidět podstatné zvýšení účinnosti při použití metody optimálního rotorového kmitočtu v porovnání s klasickým způsobem řízení. V případě vyššího zátěžného momentu je rozdíl účinností největší pro malé otáčky a s rostoucími otáčkami postupně klesá. U nižšího zatížení je tomu přesně naopak. Největší rozdíl účinností se nachází ve vysokých otáčkách a klesá se snižujícími se otáčkami. Toto chování je obecně možné předpokládat pro různá zatížení, přičemž bod zvratu se nachází v oblasti jmenovitého zatížení. Hlavní příčinou tohoto chování je příliš velké sycení u malých zatížení a naopak příliš malé sycení u zatížení větších než odpovídá zatížení jmenovitému.

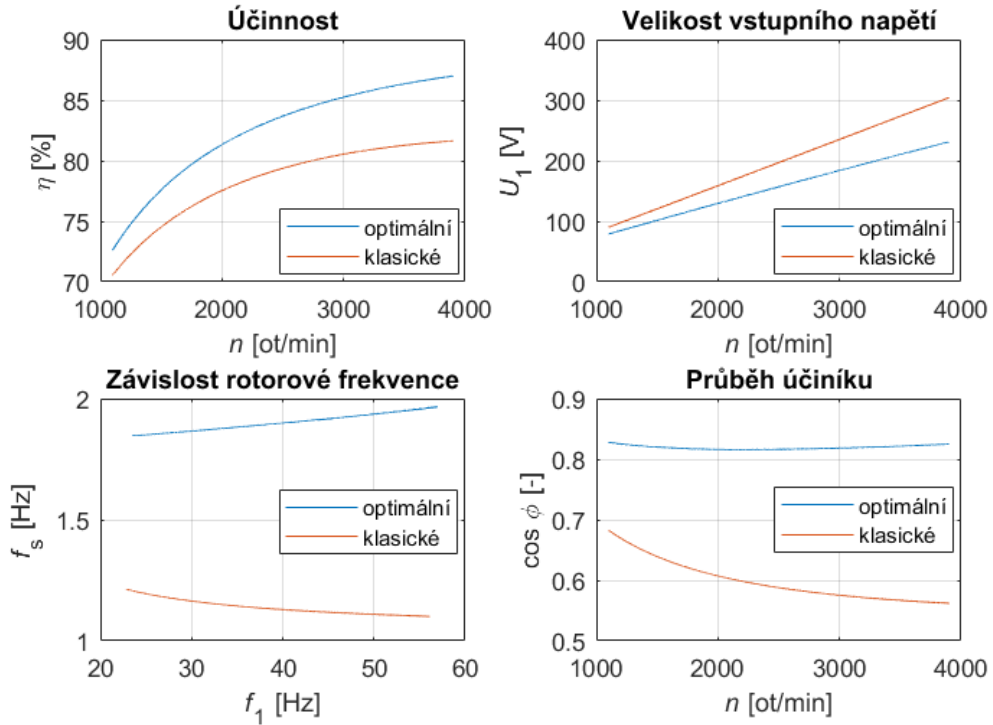
Ve čtvrtém grafu jsou průběhy účinníku v závislosti na otáčkách. Pro jmenovité a vyšší zatížení se hodnota účinníku pohybuje blízko preferované hodnoty 1 u obou způsobů řízení. Zatímco při optimálním řízení zůstává u nízkých zatížení účinník stále v poměrně vysokých hodnotách, při klasickém řízení účinník s klesajícím zatížením značně klesá. Přestože není při nízkých zatíženích nízká hodnota účinníku příliš důležitá z důvodu malého celkového příkonu, je možné brát jeho zvýšení jako pozitivní vedlejší produkt řízení s maximální účinností.

Obrázek 4.5 obsahuje rozložení jednotlivých ztrát při zatížení motoru momentem 1 Nm. V případě optimálního řízení je vidět přibližně konstantní rozdělení statorových a rotorových ztrát v poměru 2:1 a je dobré si povšimnout, že tyto ztráty s rostoucími otáčkami téměř nerostou, přestože přenášený výkon se úměrně otáčkám zvyšuje. U klasického řízení naopak značně převládají Joulovy ztráty ve statoru.

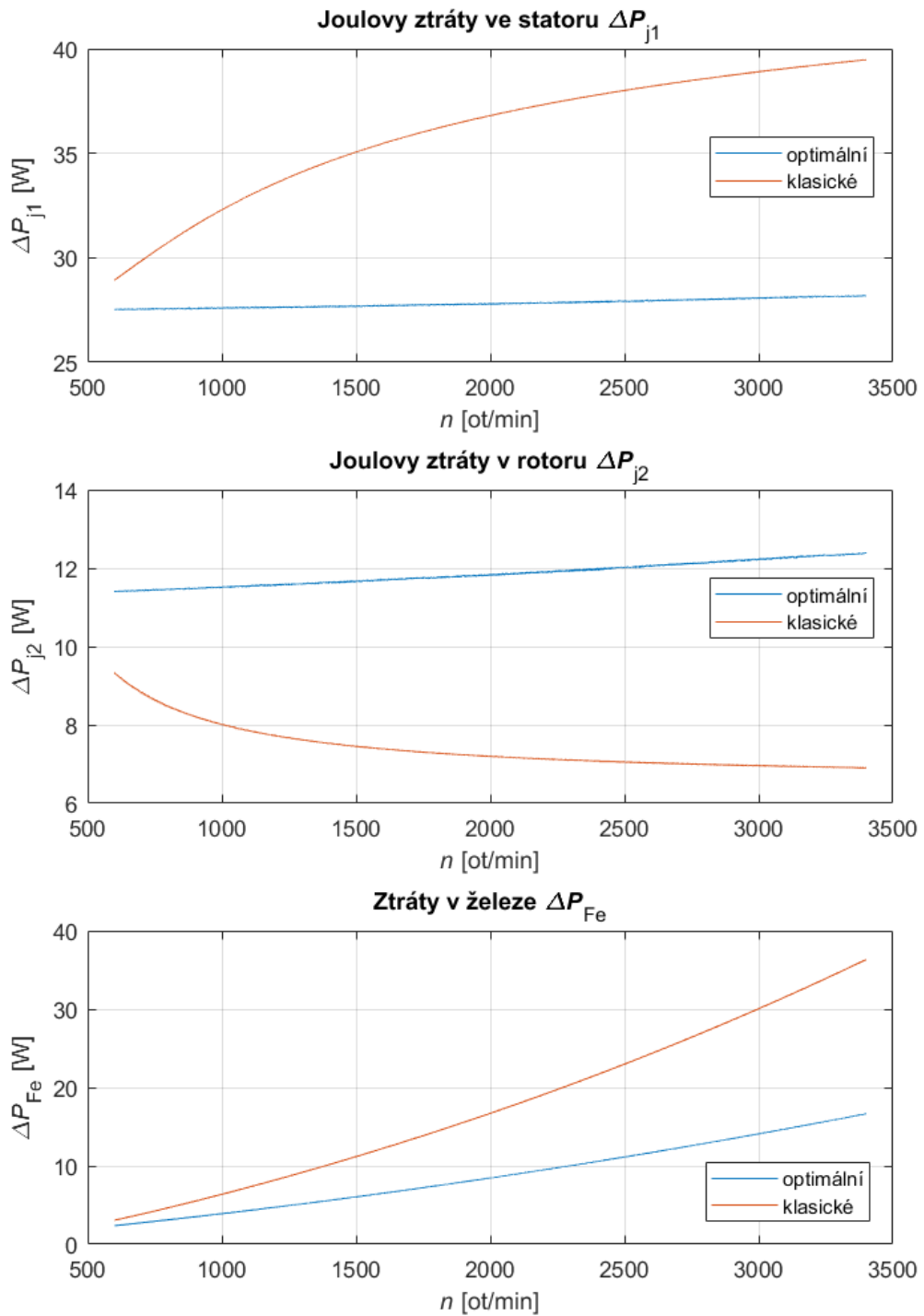
Na obrázku 4.6 jsou průběhy snížení celkových ztrát pro 4 různá zatížení motoru. Jak už bylo jednou zmíněno, v oblasti jmenovitého zatížení je úspora elektrické energie minimální, přičemž čím více se tomuto zatížení vzdalujeme, tím větší snížení ztrát je možné očekávat. Zajímavý rozdíl je možné pozorovat mezi uvedeným zatížením 1 Nm a 0,5 Nm. Přestože je při zátěžném momentu 0,5 Nm přenášen poloviční výkon, dosahované snížení ztrát je oproti většímu zatížení přibližně dvojnásobné.



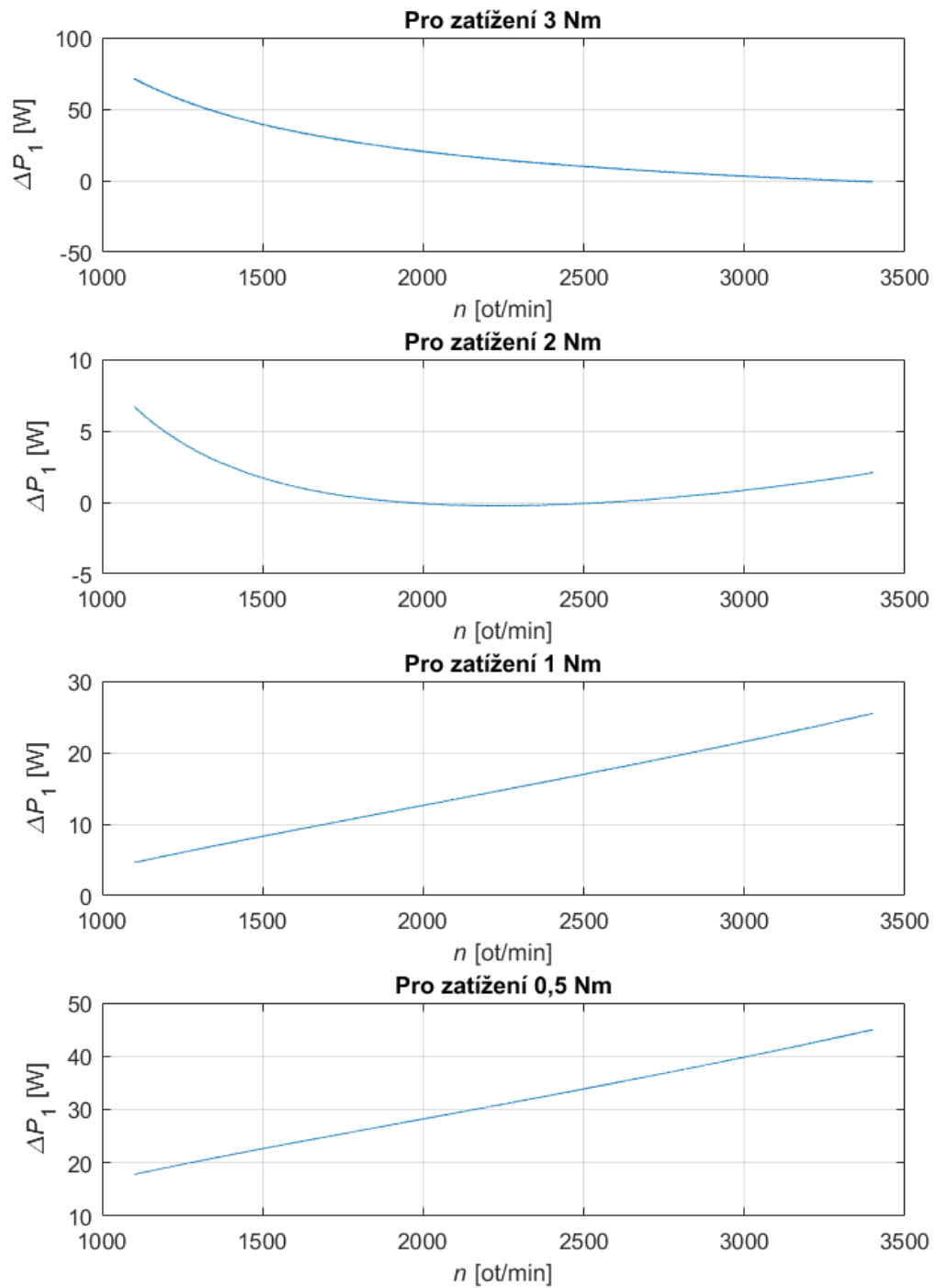
Obr. 4.3: Jednotlivé charakteristiky řízení při zátěžném momentu 4 Nm



Obr. 4.4: Jednotlivé charakteristiky řízení při zátěžném momentu 1 Nm



Obr. 4.5: Rozložení jednotlivých ztrát při zátěžném momentu 1 Nm



Obr. 4.6: Snížení celkových ztrát pro různá zatížení

## 5 ZÁVĚR

Bylo provedeno základní rozdělení způsobů řízení asynchronního motoru s frekvenčním měničem. Dále byly probrány jednotlivé skupiny metod pro zvyšování účinnosti z hlediska řízení motoru. Všechny zmíněné metody snižování ztrát za určitých podmínek výrazně zvyšují účinnost motoru. Možnosti použití jednotlivých metod jsou však poměrně rozdílné a dost záleží na požadované dynamice a rozsahu provozních otáček. V poslední části práce je popsán výpočet řízení asynchronního motoru s ohledem na maximální účinnost.

K nalezení optimálního řízení je použita metoda hledající optimální rotorový kmitočet na základě odvozeného vztahu z náhradního elektrického modelu. Zvýšení účinnosti za použití nalezeného optimálního rotorového kmitočtu bylo následně výpočtově ověřeno pomocí vytvořeného skriptu v prostředí Matlab. V případě zatížení motoru poloviční hodnotou jmenovitého momentu bylo ve jmenovitých otáčkách stroje dosaženo zvýšení účinnosti přibližně o 4,5 %. Pro zatížení dvojnásobkem jmenovitého momentu bylo dosaženo přibližně 2 % navýšení účinnosti. Zlepšení účinnosti dosahované použitou metodou má největší účinek především pro momentová zatížení vzdálená jmenovitému momentu a pro otáčky výrazně nižší nebo vyšší oproti otáčkám jmenovitým.

## LITERATURA

- [1] BAZZI, Ali M. a Philip T. KREIN. Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 2010, 46(6), 2319-2328 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1109/TIA.2010.2070475. ISSN 0093-9994. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5559417/>
- [2] TAZERART, Farid, Zahra MOKRANI, Djamila REKIOUA a Toufik REKIOUA. Direct torque control implementation with losses minimization of induction motor for electric vehicle applications with high operating life of the battery. *International Journal of Hydrogen Energy* [online]. 2015, 40(39), 13827-13838 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2015.04.052. ISSN 03603199. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0360319915009404>
- [3] ABRAHAMSEN, F., F. BLAABJERG, J.K. PEDERSEN, P.Z. GRABOWSKI a P. THOGERSEN. On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 1998, 34(4), 822-831 [cit. 2018-01-01]. DOI: 10.1109/28.703985. ISSN 00939994. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/703985/>
- [4] UDDIN, M.N. a SANG WOO NAM. New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2008, 23(2), 926-933 [cit. 2018-01-01]. DOI: 10.1109/TPEL.2007.915029. ISSN 0885-8993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4453868/>
- [5] METIDJI, Brahim, Nabil TAIB, Lotfi BAGHLI, Toufik REKIOUA a Seddik BACHA. Low-Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor Without AC Phase Current Sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2012, 27(9), 4132-4139 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2190101. ISSN 0885-8993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6176236/>
- [6] SHAIJA, P.J. a Asha Elizabeth DANIEL. An Intelligent Speed Controller Design for Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive System. *Procedia Technology* [online]. 2016, 25, 801-807 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1016/j.protcy.2016.08.177. ISSN 22120173. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2212017316305242>

- [7] GHOZZI, S., K. JELASSI a X. ROBOAM. Energy optimization of induction motor drives. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2004. IEEE ICIT '04 [online]. IEEE, 2004, s. 602-610 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1109/ICIT.2004.1490143. ISBN 0-7803-8662-0. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1490143/>
- [8] BAZZI, Ali M. a Philip T. KREIN. A survey of real-time power-loss minimizers for induction motors. In: 2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium [online]. IEEE, 2009, 2009, s. 98-106 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1109/ESTS.2009.4906500. ISBN 978-1-4244-3438-1. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4906500/>
- [9] HANNAN, M.A., Jamal A. ALI, Azah MOHAMED a Aini HUSSAIN. Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* [online]. 2018, 81(2), 1611-1626 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1016/j.rser.2017.05.240. ISSN 13640321. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032117308948>
- [10] PANIGRAHI, Bibhu Prasad, Dinkar PRASAD a Sabyasachi SENGUPTA. A simple hardware realization of switching table based direct torque control of induction motor. *Electric Power Systems Research* [online]. 2007, 77(2), 181-190 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1016/j.epsr.2006.02.015. ISSN 03787796. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378779606000563>
- [11] ANDRIOLLO, M., M. DE BORTOLI a A. TORTELLA. Procedures for the additional losses assessment and analysis in high-efficiency induction machines. *2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)* [online]. IEEE, 2011, 2011, , 389-394 [cit. 2017-12-29]. DOI: 10.1109/ICCEP.2011.6036342. ISBN 978-1-4244-8929-9. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6036342/>
- [12] TOMAN, Marek, Radoslav CIPIN, Martin MACH a Pavel VOREL. Identification of Induction Machine Electromagnetic Parameters for a Wide Range of Frequency and Flux Density. BŘEZINA, Tomáš a Ryszard JABŁOŃSKI, ed. *Mechatronics 2017* [online]. Cham: Springer International Publishing, 2018, 2018-08-19, s. 289-295 [cit. 2018-05-28]. Advances in Intelligent Systems and Computing. DOI: 10.1007/978-3-319-65960-2\_36. ISBN 978-3-319-65959-6. Dostupné z: [http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-65960-2\\_36](http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-65960-2_36)
- [13] MRÁZ, Z. Optimální řízení pohonu s asynchronním motorem v ustálených stavech. *Elektrotechnický obzor: týdeník elektrotechnického průmyslu*. Praha:

- Státní nakladatelství technické literatury [s.n.], 1991, 1989(5), 264-271 [cit. 2018-05-28]. ISSN 0013-5798.
- [14] 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.
- [15] MACH, M. *Analýza ztrát asynchronních motorů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 120 s. Vedoucí dizertační práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..
- [16] CIPÍN, R. *Matematické modely transformátorů a asynchronních motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 77 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [17] TOMAN, M. *Vázané modelování asynchronního motoru metodou fyzikálního modelování*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2015. 63 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Radek Vlach, Ph.D..
- [18] CIPÍN, R. *Moderní matematické metody syntézy a analýzy střídavých strojů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 120 s. Vedoucí dizertační práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [19] HUNDÁK, V. *Algorithms for the Control of the Induction Motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 66 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [20] TOMAN, Marek. *Řízení asynchronního motoru s ohledem na účinnost při činnosti v širokém rozsahu otáček a momentu*. Brno, 2017, 35 s. Pojednání o dizertační práci. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Školitel(ka): doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$U_1$	Napětí statoru
$U_0$	Napětí příčné větve
$I_1, I_S$	Statorový proud
$I'_2, I_R$	Rotorový proud přepočtený na stator
$I_{Fe}$	Proud charakterizující ztráty v železe
$I_\mu$	Magnetizační proud
$R_{1}, R_S$	Odpor jedné fáze statoru
$R_S^*$	Upravené hodnota statorového odporu
$R'_2, R_R$	Odpor jedné fáze rotoru přepočtený na stator
$R_{Fe}$	Odpor charakterizující ztráty v železe
$R_\theta$	Odpor při teplotě $\theta$
$R_{\theta 0}$	Odpor při vztažné teplotě $\theta_0$
$L_m, L_h$	Magnetizační (hlavní) indukčnost
$L'_r, L_R$	Rozptylová indukčnost rotoru přepočtená na stator
$\varphi$	Fázový posun mezi napětím a proudem statoru
$\cos \varphi$	Účinník
$f_1$	Statorový kmitočet
$f_2$	Rotorový kmitočet
$\omega_1, \omega_S$	Statorový úhlový kmitočet
$\omega_R$	Rotorový úhlový kmitočet
$\omega_{R1}$	Upravená hodnota rotorového úhlového kmitočtu
$\omega_{Ropt}$	Optimální rotorový úhlový kmitočet
$\omega$	Mechanická úhlová rychlost
$n$	Otáčky
$s$	Skluz
$m_1$	Počet fází statoru
$p$	Počet pólových dvojic
$M$	Moment na hřídeli
$M_i$	Vnitřní indukovaný moment
$S_1$	Zdánlivý příkon
$Q_1$	Jalový příkon
$P_1$	Činný příkon
$P$	Užitný mechanický výkon na hřídeli
$P_{mech}$	Vnitřní mechanický výkon
$P_\delta$	Výkon ve vzduchové mezeře
$\Delta P_{j1}$	Joulové ztráty ve statoru
$\Delta P_{j2}$	Joulové ztráty v rotoru

$\Delta P_{Fe}$	Ztráty v železe
$\Delta P_{mech}$	Mechanické ztráty
$\Delta P$	Celkové ztráty
$\Delta P_r$	Celkové dodatečné ztráty
$\eta$	Účinnost
$\Delta\theta$	Oteplení
$\alpha_{Cu}$	Teplotní součinitel odporu
$K_h$	Konstanta
$K_h^*$	Konstanta
$\sigma_R$	Konstanta