

# Vliv zátěže na magnetickou indukci asynchronního motoru

Jan Laksar

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Fakulta elektrotechnická

Západočeská univerzita v Plzni

laksar@kev.zcu.cz

## Influence of the Load to the Induction Machine Flux Density

**Abstract** – In this paper, the numerical calculation of the no-load air gap flux density of an induction machine is described. After that the rotor magnetomotive force reaction distribution is calculated and the final flux density distribution in the nominal-load state is calculated. The flux density distributions of both states are compared with the finite element result and each other.

*Keywords* – Induction machines; Magnetic flux density; Nominal load.

### I. ÚVOD

Určení průběhu magnetické indukce naprázdno se věnuje řada publikací. Mnohem důležitější je ale rozložení indukce motoru pod zátěží, zejména pak ve jmenovitém stavu, kde může dojít k nárůstu poměru vyšších harmonických, což může způsobit dodatečné ztráty, vibrace a hluk. Proto je vytvořen nástroj pro výpočet indukce ve jmenovitém bodě stroje a je pozorována změna skladby základní a vyšších harmonických magnetické indukce oproti stavu naprázdno.

### II. MAGNETICKÁ INDUKCE VE STAVU NAPRÁZDNO

Všechny vlivy na rozložení indukce ve vzduchové mezeře jsou popsány samostatně v předchozí práci [1]. Základní tvar je daný Görgesovým diagramem statorového vinutí a křivka magnetomotorického napětí je odvozena z tohoto diagramu. Kvůli sycení magnetického obvodu může být křivka magnetomotorického napětí zploštělá. Zploštění indukce je přímo úměrné činiteli pólového krytí popsaného v [1] a [2]. Ke správnému určení zploštění je jako základní funkce použita sinusovka odvozená z Görgesovy kružnice. Její poloměr lze určit jako

$$R_{1g} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} I_1 V_d q k_v, \quad (1)$$

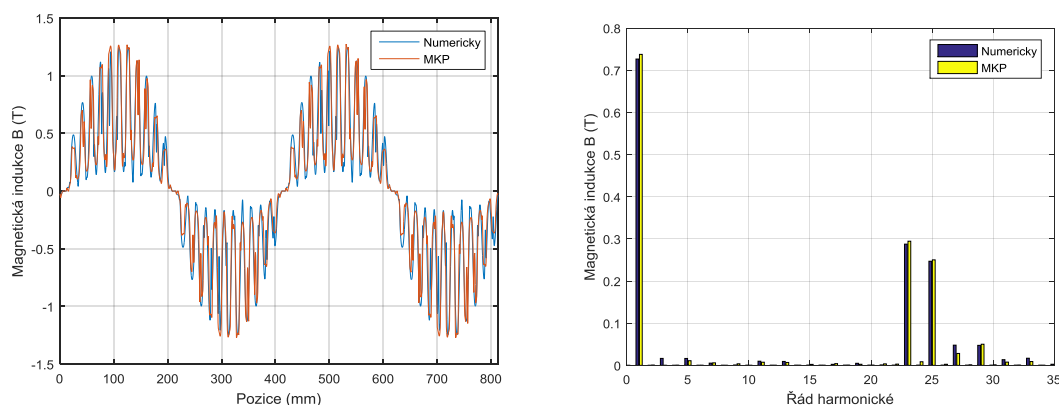
kde  $m$  je počet fází statoru,  
 $I_1$  je proud statoru,  
 $V_d$  je počet vodičů v drážce  
 $q$  je počet drážek na pól a fázi  
a  $k_v$  je činitel vinutí.

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře  $B_\delta$  může být přímo definována na základě požadované hodnoty z návrhu stroje nebo z křivky magnetomotorického napětí jako

$$B_{\delta}(\theta) = \mu_0 H_{\delta}(\theta\alpha) = \mu_0 \frac{F_{m\delta}(\theta)}{k_c \delta} = \mu_0 \frac{F_m(\theta)}{k_F k_c \delta}, \quad (2)$$

kde  $\theta$  je úhlová pozice po obvodu stroje  
 $\mu_0$  je permeabilita vakua,  
 $H_{\delta}$  intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře  
 $F_m$  je magnetomotorické napětí  
 $k_c$  je Carterův činitel,  
 $\delta$  je délka vzduchové mezery  
a  $k_F$  činitel saturace magnetického obvodu

Koeficienty  $k_c$  a  $k_F$  jsou získány na základě návrhu stroje. Pulzace vytvořené otevřením statorových a rotorových drážek [1] mohou být jednoduše superponovány na zploštěný průběh indukce a výsledné rozložení indukce je vypočteno. K ověření výsledků jsou obdržené průběhy srovnány s výsledky získanými pomocí metody konečných prvků (MKP). Porovnáno je jak rozložení magnetické indukce, tak jeho spektrum získané pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT z anglického Fast Fourier Transform). Nejvýrazněji se projeví pulzace způsobená otevřením drážek, proto je jako identifikační parametr zvolen počet drážek  $Q$  a poměr mezi otevřením drážky  $b_0$  a drážkovou roztečí  $t_d$  statoru i rotoru. Výsledky jsou zobrazeny na *Obrázku I*. Kromě základní harmonické jsou nejvýznamnějšími komponenty dané drážkovaním statoru (23. a 25. harmonická) a rotoru (27. a 29. harmonická). Dobrá shoda obou obdržených průběhů je také doložena pomocí vypočítaného diferencního rozptylu 30,4 % respektive 31,3 % numericky a pomocí MKP.



**Obrázek I. Porovnání numerického a MKP výpočtu rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře naprázdno a jeho spektra stroje ( $Q_1 = 48$ ,  $Q_2 = 56$ ,  $b_{01}/t_{d1} = 0.605$ ,  $b_{02}/t_{d2} = 0.190$ )**

### III. ASYNCHRONNÍ STROJ POD JMENOVITOU ZÁTĚŽÍ

Se zatížením stroje se začne projevovat také reakce rotoru a magnetomotorické napětí rotorového vinutí. Určení jeho stupňovité křivky je založeno na stejném principu jako u statorového vinutí. Důležité je co nejspíšeji určit proud rotorového vinutí  $I_2$  a fázový posun obou proudů.

#### A. Rotorový proud

Velikost rotorového proudu může být předběžně vypočítána pomocí činitele převodu proudu definovaného jako

$$p_i = \frac{2a_2 m N_1 k_v}{Q_2}, \quad (3)$$

kde  $N_1$  je počet závitů v sérii statoru  
 $Q_2$  je počet drážek rotoru  
a  $a_2$  je počet paralelních větví rotoru definovaný jako největší společný dělitel počtu drážek a pólů

$$a_2 = D(Q_2; p). \quad (4)$$

Rotorový proud pak lze vypočítat jako

$$I_2 = \xi I_1 p_i, \quad (5)$$

kde  $\xi$  je činitel respektující vliv magnetizačního proudu a odporu statorového vinutí.

Činitel  $\xi$  je závislý na velikosti stroje a jmenovitém účinníku  $\cos\varphi_n$  a může být vyjádřen pomocí empirického vzorce [3]

$$\xi \cong 0,8 \cdot \cos\varphi_n + 0,2. \quad (6)$$

Fázový posun rotorového proudu vůči statorovému lze vypočítat na základě náhradního schématu a fázorového diagramu. Lze také určit rotorový proud přepočtený na stranu statoru  $I'_2$  a jeho posun vůči ose indukovaného napětí  $\alpha_2$  pomocí rovnic

$$I'_2 = \frac{U_i}{\sqrt{X'^2_{2\sigma} + \left(\frac{R'_2}{s}\right)^2}}, \quad (7)$$

$$\alpha_2 = \arctg\left(\frac{R'_2}{sX'_{2\sigma}}\right), \quad (8)$$

kde  $U_i$  je indukované napětí  
 $X'_{2\sigma}$  je rozptylová reaktance rotoru přepočtená na stranu statoru  
 $R'_2$  je odpor rotorového vinutí přepočtený na stranu statoru  
a  $s$  je skluz.

Skutečný proud rotoru se pak vypočte jako

$$I_2 = p_i I'_2. \quad (9)$$

Rozdíl mezi rotorovými proudy určenými pomocí rovnice (5) a rovnicemi (7) a (9) není větší než 5,4 %. Na základě náhradního schématu a fázorového diagramu lze určit velikost úhlu  $\alpha_1$  (úhel mezi fázorem indukovaného napětí a statorového proudu) tak, aby byla dodržena platnost rovnice

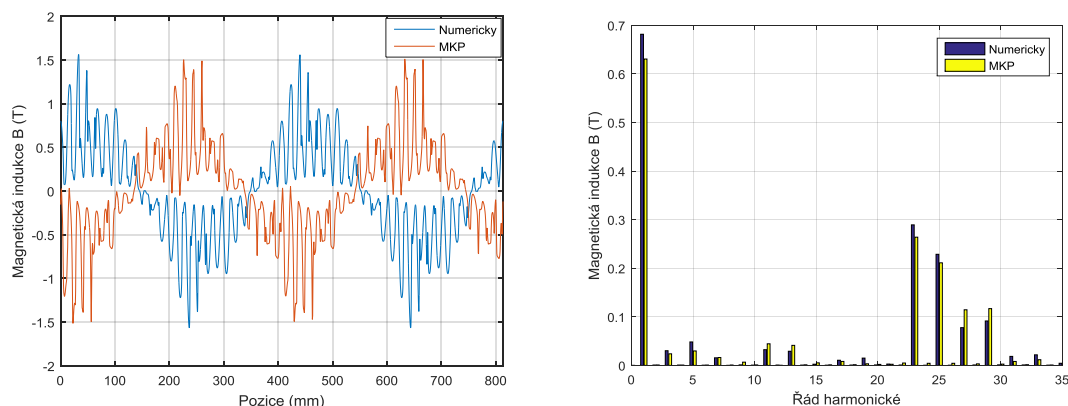
$$\underline{U}_{1f} = \underline{U}_i + (R_1 + jX_{1\sigma})\underline{I}_1, \quad (10)$$

kde  $U_{1f}$  je statorové fázové napětí  
 $R_1$  je odpor vinutí statoru  
a  $X_{1\sigma}$  je rozptylová reaktance statoru.

## B. Výsledná křivka magnetomotorického napětí a indukce ve vzduchové mezeře

Fázový posun statorového a rotorového proudu je daný rozdílem úhlů  $\alpha_1$  a  $\alpha_2$ . Výsledná křivka magnetomotorického napětí je dána jako rozdíl mezi posunutými stupňovitými křivkami magnetomotorických napětí statoru a rotoru.

Zploštění průběhu a superpozice pulzací se určí stejně jako v případě stavu naprázdno. Porovnání výsledného průběhu magnetické indukce jmenovitě zatíženého stroje a jeho spektrum je zobrazeno na *Obrázku II*. Vypočtený průběh indukce dobře koresponduje s průběhem získaným z MKP modelu, což dokazuje jeho spektrum.



**Obrázek II. Porovnání numerického a MKP výpočtu rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře a jeho spektra jmenovitě zatíženého stroje (diferenční rozptyl numericky / MKP: 34,8 % / 42,4 %)**

## IV. ZÁVĚR

Vytvoření správného modelu rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře zatíženého stroje je náročná úloha ve srovnání se stavem naprázdno. Kromě vlivu statorového vinutí a magnetického obvodu je nutné přidat magnetomotorické napětí rotorového vinutí. Ve srovnání se stavem naprázdno poklesla hodnota základní harmonické o 5 respektive 11 %, což mělo za následek nárůst diferenčního rozptylu.

## PODĚKOVÁNÍ

Tento článek vznikl za podpory interního projektu na podporu studentských vědeckých konferencí SVK-2017-008 a projektu SGS-2015-038: Výzkum a vývoj perspektivních technologií v elektrických pohonech a strojích II.

## LITERATURA

- [1] J. Laksar and L. Veg, "Numerical calculation of the air gap flux density distribution in rotary electrical machines," *2016 17th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, Prague, 2016, pp. 1-8.
- [2] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, "Design of Rotating Electrical Machines", 2nd ed., Chichester, England, John Wiley & Sons Ltd, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5.
- [3] G. Joksimović, "Parameterized dynamic model of cage induction machine," *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, 2016, pp. 513-518. doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732574