

Dvojfázová prevádzka trojfázového indukčného motora

Two-phase operation of a three-phase induction motor

Pavel Záskalický

pavel.zaskalicky@tuke.sk

Katedra elektrotechniky a mechatroniky, FEI, Technická univerzita v Košiciach, Letná 9, Košice, Slovensko

Abstrakt— Predkladaný príspevok sa zaoberá jednotlivými prevádzkovými stavmi trojfázového asynchrónneho motora napájaného z polovodičového meniča frekvencie pri výpadku napájania jednej fázy. Pre jednotlivé poruchové stavy sú vyšetrované momentové pomery s ohľadom na zvlnenie elektromagnetického momentu motora. Teória výpočtu elektrických a mechanických veličín motora je postavená na teórii priestorového vektora v komplexnej rovine.

Kľúčové slová— indukčná motor, dvojfázová prevádzka, priestorový vektor, poruchový stav, zvlnenie momentu

Abstract— Presented contribution deals with operation states of the three-phase asynchronous motor which is supplied by a semiconductor frequency converter, for a case of one phase supply failure. For various fault conditions, the electromagnetic torque waveform is investigated in particular with respect to the motor torque ripple. The theory of calculation of electrical and mechanical motor quantities is based on the theory of a space vector in a complex plane.

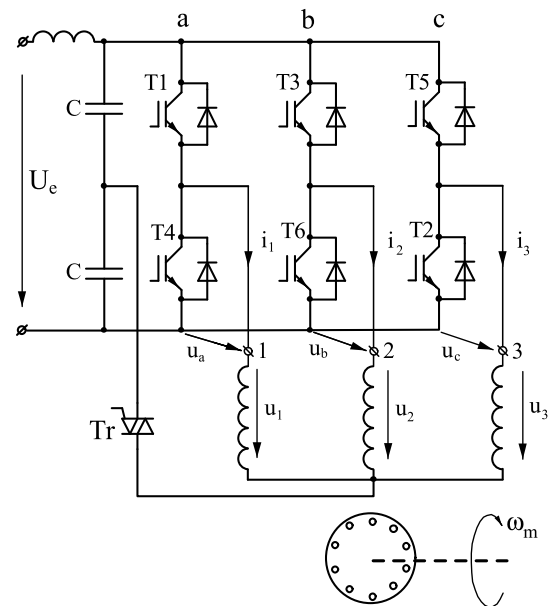
Keywords— fail state, induction motor, space vector, torque ripple, two-phase operation

I. ÚVOD

Trojfázový indukčný motor je vo všeobecnosti považovaný za najpoužívanejší pohon v najrôznejších aplikáciách. Jeho hromadné nasadzovanie je dané jednoduchou konštrukciou, relatívne nízkou cenou, ale aj spoľahlivosťou a nízkymi nákladmi na údržbu. Hlavnou spoľahlivosťou je jednou zo základných požiadaviek kladených na elektrický pohon. Táto požiadavka je viazaná s konceptom tolerancie poruchového stavu pohonného systému, ktorý vo všeobecnosti pozostáva z elektrického motora napájaného cez polovodičový menič a riadiaceho systému.

Frekvenčne riadený elektrický pohon s asynchrónnym motorom býva najčastejšie napájaný z napäťového striedača. Tento vo všeobecnosti pozostáva z troch tranzistorových vetiev (a,b,c), tak ako je to uvedené na Obr.1. V ostatnom čase sú veľmi často používané IGBT tranzistory, ktoré sú antiparalelne premostené rekuperačnými diódami. Tranzistory sú riadené tak, aby sa na svorkách motora objavilo trojfázové harmonické napätie premenlivej frekvencie a amplitúdy. Táto požiadavka sa najčastejšie realizuje použitím šírko impulzovej modulácie (PWM) jednosmerného vstupného napätie striedača. Pre praktické prevedenie sú známe viaceré algoritmy šírko impulzového riadenia tranzistorov. V poslednom čase sa najčastejšie používa algoritmus využívajúci vlastnosti priestorového

vektora napätia. Pri predpoklade vysokej modulačnej frekvencie (10 kHz a viac), môžeme napájacie napätia na svorkách motora pokladať za ideálne harmonické.



Obr. 1. Pohon s trojfázovým indukčným motorom

Častým poruchovým stavom frekvenčne riadeného pohonu s indukčným motorom je výpadok jednej fázy následkom prúdového preťaženia výkonových tranzistorov a to aj napriek zaradením skratových ochrán. Poruchový stav znamená výpadok zariadenia, čo v niektorých aplikáciách môže spôsobovať značné problémy. Takým príkladom sú pohony výťahov vo vysokých budovách, alebo v nemocničných zariadeniach. V prípade poruchy je snahou urobiť v riadení pohonu také zásahy, ktoré umožnia jeho ďalšie fungovanie aj keď len dočasne a to v dvojfázovej prevádzke. Je zrejmé, že takáto prevádzka má za následok zníženie výkonu motora, čo pri zachovaní momentu motora znamená zníženie jeho rýchlosti.

II. MATEMATICKÝ MODEL NAPÄŤOVÉHO STRIEDAČA

Pri zostavovaní matematického modelu striedača predpokladáme oproti reálnemu meniču niekoľko zjednodušení.

- Výkonové tranzistory sú ideálne spínače, ktoré majú v zopnutom stave nulový, a vo vypnutom stave nekonečne veľký odpor.

- Doba zopnutia a doba vypnutia výkonových tranzistorov je nulová.
- Vyhľadzovalie kondenzátory kapacitného deliča na vstupe striedača sú dostatočne veľké na to, aby sme mohli pokladať vstupné jednosmerné napätie konštantné pre akúkoľvek záťaž.
- Napáťový striedač je riadený šírko-impulzovou moduláciou jednosmerného napätia s dostatočne vysokou modulačnou frekvenciou, čo umožňuje zanedbať všetky vyššie harmonické zložky napájacieho napätia motora.

Tranzistor prvej vetvy striedača (a) je riadený tak, aby napätie medzi uzlom tranzistorov T3-T6 a záporným pólom jednosmerného vstupného napätia striedača odpovedalo priebehu

$$\mathbf{u}_a = \frac{U_e}{2} + r \frac{U_e}{2} e^{j\omega t} = \mathbf{u}_{dc} + \mathbf{u}_{01} \quad (1)$$

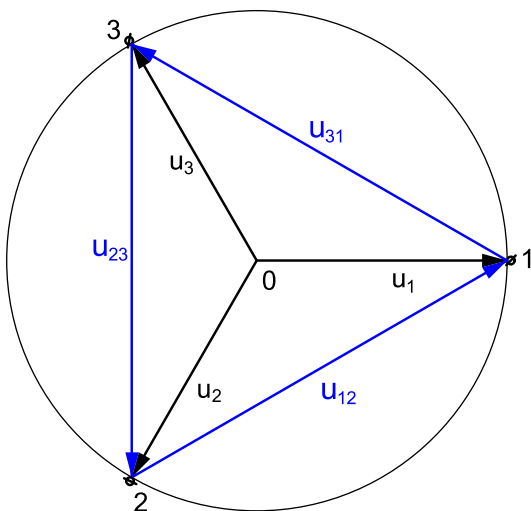
kde, r je koeficient riadenia napätia $r \in \langle 0,1 \rangle$, $\omega = 2\pi f$ je kruhová frekvencia napätia, \mathbf{u}_{dc} je jednosmerná zložka, $\mathbf{u}_{01} = r \frac{U_e}{2} e^{j\omega t}$ je striedavá zložka napätia, U_e je jednosmerné vstupné napätie striedača.

Striedavé zložky napätia ostatných vetiev sú vzájomne posunuté o $\frac{2\pi}{3}$, čo je možné matematicky vyjadriť koeficientom posunu $\mathbf{a} = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$

$$\mathbf{u}_{02} = \mathbf{a}\mathbf{u}_{01}; \quad \mathbf{u}_{03} = \mathbf{a}^2\mathbf{u}_{01} \quad (2)$$

Združené napätia na svorkách motora je možné vyjadriť

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{12} &= \mathbf{u}_a - \mathbf{u}_b = \mathbf{u}_{01} - \mathbf{u}_{02} = (1 - \mathbf{a})\mathbf{u}_{01} \\ \mathbf{u}_{23} &= \mathbf{u}_b - \mathbf{u}_c = \mathbf{u}_{02} - \mathbf{u}_{03} = (\mathbf{a} - \mathbf{a}^2)\mathbf{u}_{01} \\ \mathbf{u}_{31} &= \mathbf{u}_c - \mathbf{u}_a = \mathbf{u}_{03} - \mathbf{u}_{01} = (\mathbf{a}^2 - 1)\mathbf{u}_{01} \end{aligned} \quad (3)$$



Obr. 2. Fázorový diagram napätí motora

Pre fázové napätia cievok motora platia rovnice

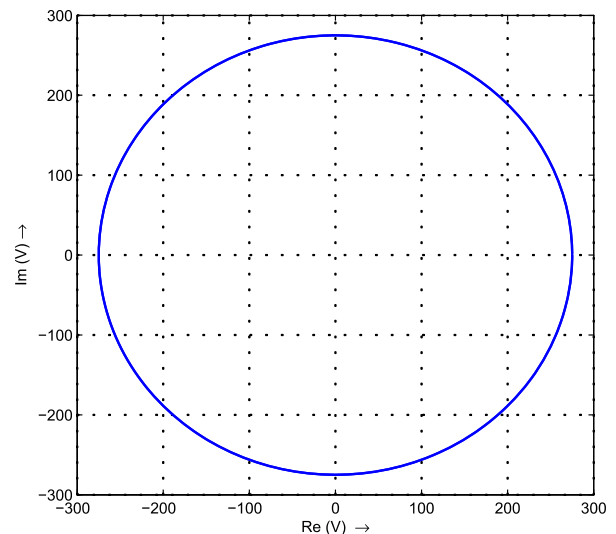
$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= \frac{1}{3}(2\mathbf{u}_{01} - \mathbf{u}_{02} - \mathbf{u}_{03}) = \frac{1}{3}(2 - \mathbf{a} - \mathbf{a}^2)\mathbf{u}_{01} \\ \mathbf{u}_2 &= \frac{1}{3}(2\mathbf{u}_{02} - \mathbf{u}_{03} - \mathbf{u}_{01}) = \frac{1}{3}(2\mathbf{a} - \mathbf{a}^2 - 1)\mathbf{u}_{01} \\ \mathbf{u}_3 &= \frac{1}{3}(2\mathbf{u}_{03} - \mathbf{u}_{01} - \mathbf{u}_{02}) = \frac{1}{3}(2\mathbf{a}^2 - 1 - \mathbf{a})\mathbf{u}_{01} \end{aligned} \quad (4)$$

Na Obr.2 je uvedený fázorový diagram napätí na svorkách motora pre bezporuchový stav motora.

Pri riešení problémov viacfázových elektrických obvodov sa s výhodou používa teória priestorového vektora. Táto predstavuje transformáciu viacfázovej elektrickej veličiny do dvojrozmernej komplexnej roviny. Priestorový vektor fázových napätí motora je definovaný vzťahom [6] až [9]

$$\underline{\mathbf{u}} = \frac{2}{3} [\text{Re}(\mathbf{u}_1) + \mathbf{a} \text{Re}(\mathbf{u}_2) + \mathbf{a}^2 \text{Re}(\mathbf{u}_3)] \quad (5)$$

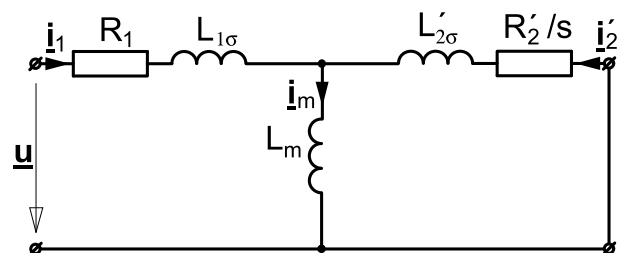
Na Obr.3 je vypočítaná trajektória priestorového vektora fázových napätí motora vypočítaná na základe vzťahu (5). Výpočet bol prevedený pre napájacie jednosmerné napätie $U_e = 550V$ a frekvenciu $f = 50Hz$. Pre symetrické harmonické trojfázové napätie je trajektória priestorového vektora kružnica.



Obr. 3. Trajektória priestorového vektora napätia

III. VÝPOČET PRÚDOV MOTORA

Pri výpočte prúdov motora vychádzame z jednofázovej náhradnej schémy indukčného motora uvedenej na Obr.4.



Obr. 4. Jednofázová náhradná schéma indukčného motora

Pri ďalších výpočtoch boli použité nasledovné parametre trojfázového indukčného motora

$$P_n = 4,4 \text{ kW}; U_n = 3 \times / 380 \text{ V} / 50 \text{ Hz}; 2p = 4;$$

$$n_n = 1380 \text{ rev} / \text{min} .;$$

$$R_1 = 1 \Omega; R'_2 = 2,12 \Omega; L_m = 0,159 \text{ H};$$

$$L_{1\sigma} = 7,48 \text{ mH}; L'_{2\sigma} = 7,22 \text{ mH};$$

Z jednofázovej náhradnej schémy pre priestorový vektor statorového prúdu platí rovnica

$$\underline{i}_1 = \frac{\underline{u}}{R_1 + \left[j\omega L_{1\sigma} + \frac{j\omega L_m (R'_2/s + j\omega L'_{2\sigma})}{R'_2/s + j\omega (L_m + L'_{2\sigma})} \right]} \quad (6)$$

kde, s je sklz motora.

Existuje viacej možností, ako vypočítať priestorový vektor rotorového prúdu. Najjednoduchší spôsob je použitím Theveninovej náhradnej schémy. Pre hodnotu Theveninovho jednosmerného napätia platí rovnica

$$U_{th} = U_e \frac{\omega L_m}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_{1\sigma} + \omega L_m)^2}} \quad (7)$$

Theveninova impedancia je daná vzťahom

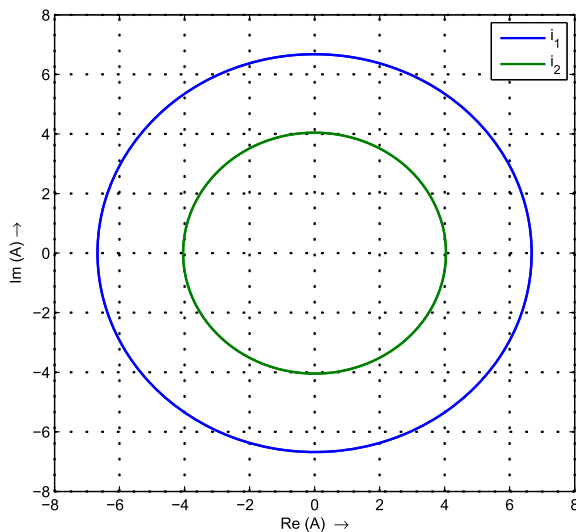
$$Z_{th} = R_{th} + j\omega L_{th} = \frac{j\omega L_m (R_1 + j\omega L_{1\sigma})}{R_1 + j\omega (L_{1\sigma} + L_m)} \quad (8)$$

Keďže $L_m \gg$ a súčasne $\omega (L_m + L_{1\sigma}) \gg$, potom je Theveninova rezistencia a indukčnosť daná približnými vzťahmi [1] až [3]

$$R_{th} \approx R_1 \frac{L_m}{L_{1\sigma} + L_m}; \quad L_{th} \approx L_{1\sigma}$$

Pre priestorový vektor rotorového prúdu potom platí rovnica

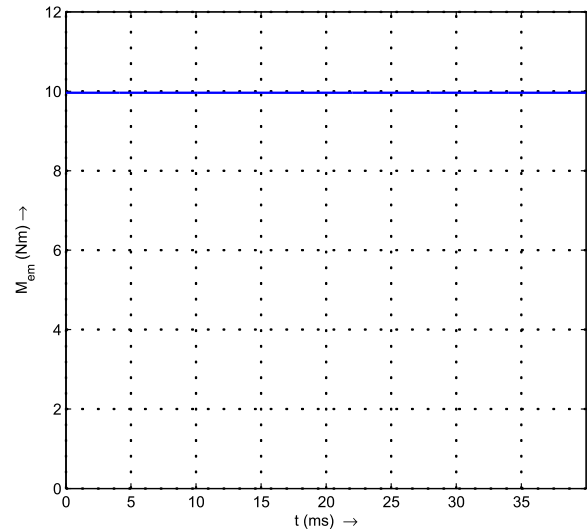
$$\underline{i}'_2 = - \frac{U_{th} \underline{u}}{R'_2/s + R_{th} + j\omega (L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})} \quad (9)$$



Obr. 5. Trajektórie priestorových vektorov prúdov

Na Obr.5 sú uvedené vypočítané hodnoty trajektórií priestorových vektorov statorového a rotorového prúdu. Výpočty

boli uskutočnené na základe vzťahov (6) až (9) pre záťažový moment motora $M_p = 10 \text{ Nm}$ a otáčky $n_p = 1450 \text{ ot} / \text{min}$ ($s = 0,033$) pri frekvencii $f = 50 \text{ Hz}$.



Obr. 6. Pribeh elektromagnetického momentu motora

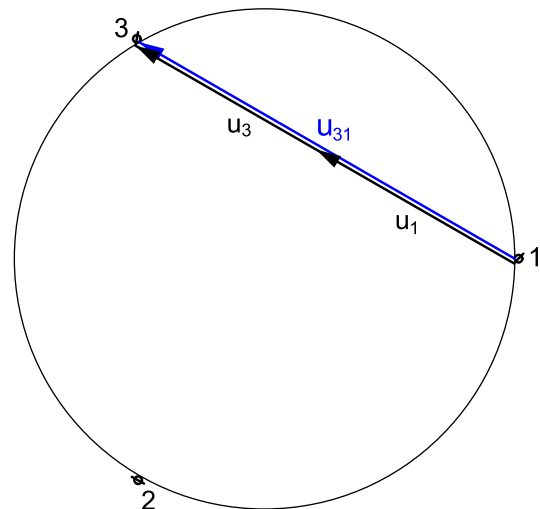
Na základe priestorových vektorov statorového a rotorového prúdu je možné vypočítať pribeh elektromagnetického momentu stroja. Pre tento platí nasledovná rovnica

$$M_{em} = \frac{3}{2} p L_m \text{Im}(\underline{i}_1 \underline{i}_2^*) \quad (10)$$

Pre bezporuchový stav motora je elektromagnetický moment konštantný, tak ako je to uvedené na Obr.6. Uvedený pribeh bol vypočítaný na základe rovnice (10).

IV. STRATA JEDNEJ FÁZY

Predpokladajme poruchu druhej vetvy striedača (b). Fázor napätia $\underline{u}_2 = 0$. Napäťové pomery v okamihu poruchy sú uvedené na Obr.7.



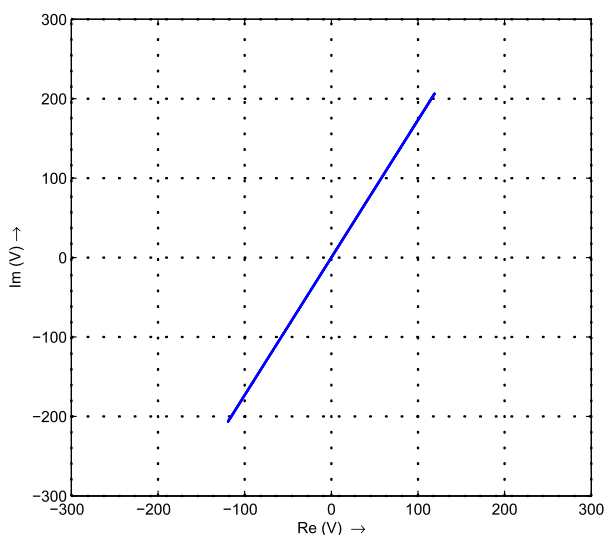
Obr. 7. Fázorový diagram napätí po poruche

Na cievkach motora fáz 1 a 2 sa objaví združené napätie \mathbf{u}_{23} . Pri predpoklade súmernosti fáz motora sa toto napätie rovnomerne rozloží na jednotlivé fázy.

Na základe rovníc (3) môžeme pre fázové napätia motora písať rovnice

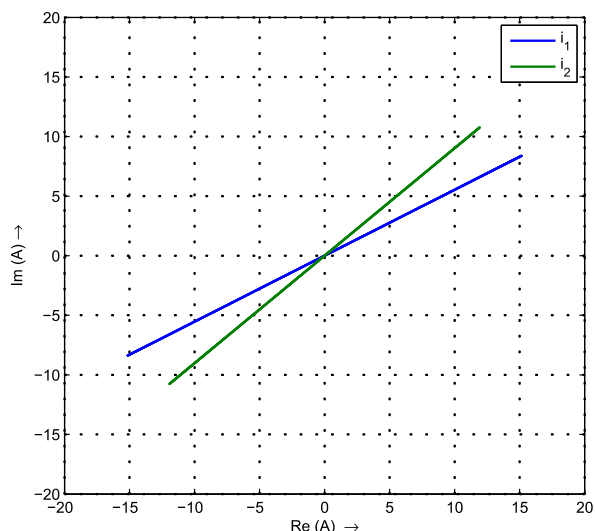
$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_3 = \frac{1}{2} \mathbf{u}_{31} = \frac{1}{2} (\mathbf{a}^2 - 1) \mathbf{u}_{01} \quad (11)$$

Dosadením do rovnice (5) vypočítame trajektóriu priestorového vektora napätia pre tento poruchový stav. Obr. 8 je ukazuje trajektóriu priestorového vektora napätia. Trajektória degenerovala z kružnice na úsečku, magnetické pole motora sa zmenilo z kruhového na pulzujúce. Motor pracuje ako jednofázový, napájaný združeným napätím pri sériovom zapojení dvoch fáz.



Obr. 8. Trajektória priestorového fázora

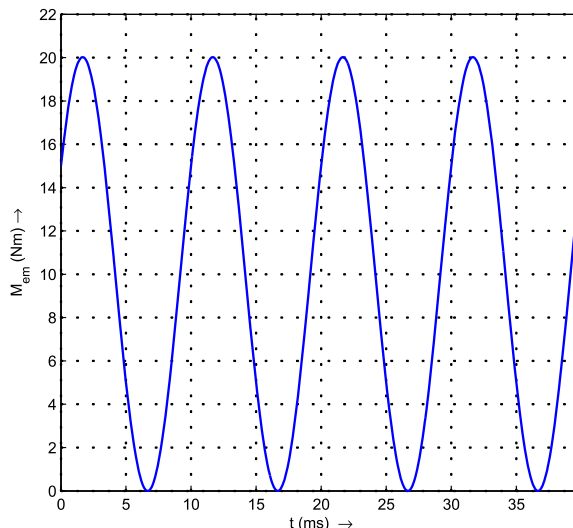
Z rovníc náhradnej schémy je možné vypočítať priestorové vektory statorového a rotorového prúdu. Tieto sú uvedené na Obr. 9.



Obr. 9. Trajektórie priestorových fázorov prúdu

Na Obr. 10 je vypočítaný priebeh elektromagnetického momentu motora pri výpadku jednej fázy. Priebeh je pulzujúci

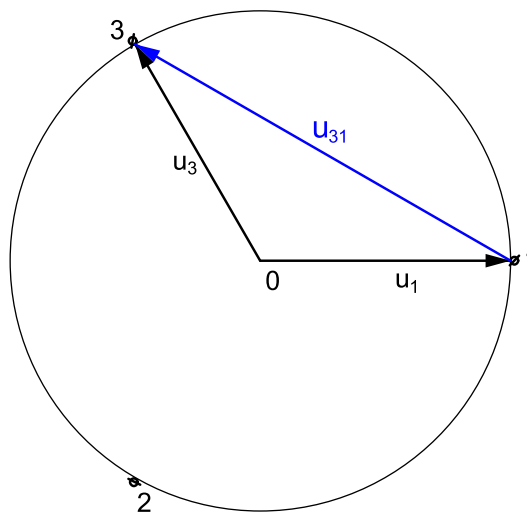
s dvojnásobnou frekvenciou napájacieho napätia. Pri záťažovom momente $M_p = 10 Nm$ otáčky poklesli na hodnotu $n_p = 1245 ot / min$ ($s = 0,17$). Elektromagnetický moment pulzuje v intervale $10 \pm 10 Nm$.



Obr. 10. Priebeh elektromagnetického momentu motora

V. PREVÁDZKA PRI PRIPOJENÍ NULOVÉHO VODIČA

Poruchový stav je možné zmierniť, ak na uzol vinutí motora pripojíme nulový vodič. Nulový potenciál je možné vyrobiť kapacitným deličom na vstupe striedača. Pripojenie je možné realizovať výkonovým polovodičovým spínačom (triak, resp. antiparalelné tyristory). Obr. 11 ukazuje fázorový diagram napätí po pripojení nulového bodu.

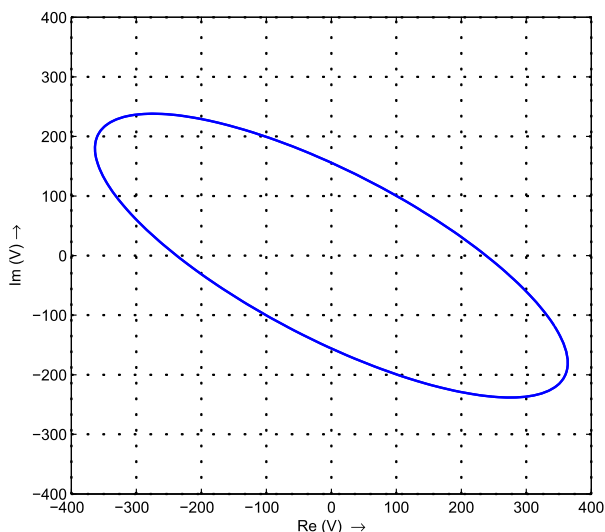


Obr. 11. Fázorový diagram napätí po pripojení nulového bodu

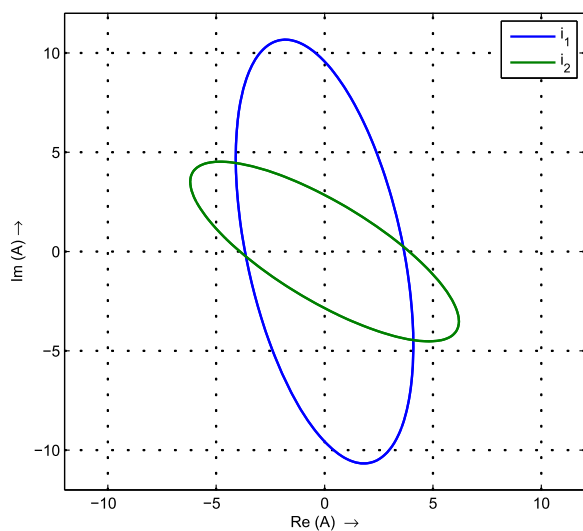
Motor je napájaný napätiami \mathbf{u}_1 a \mathbf{u}_3 definovanými rovnicami (4). Po dosadení do rovnice (5) dostávame vzťah pre výpočet trajektórie priestorového vektora napätia (Obr.12). Trajektória má eliptický tvar, z toho dôvodu môžeme hovoriť o kvázi dvojfázovom napájaní.

Opäť je možné vypočítať priestorové vektory statorového a rotorového prúdu na základe rovníc (6) a (9) Obr. 13). Oka-

mžité hodnoty statorových prúdov je možné určiť rozložením priestorového vektora na reálnu a imaginárnu časť, a následnou spätnou Clark transformáciou. Pri zaťažení záťažovým momentom $M_p = 10 Nm$ (približne $\frac{1}{3}$ nominálneho momentu) cievky motora nie sú prúdovo preťažené. Výpadkom jednej fázy stratil však motor $\frac{1}{3}$ výkonu.



Obr. 12. Trajektória priestorového fázora



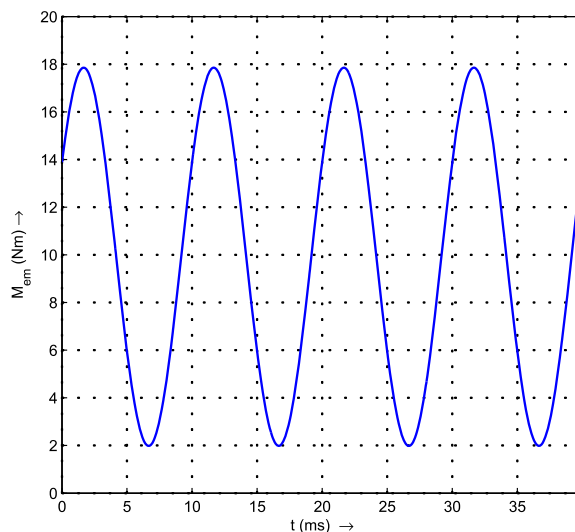
Obr. 13. Trajektórie priestorových fázorov prúdu

Na základe prúdov motora je opäť možné vypočítať časový priebeh elektromagnetického momentu motora. Ako je uvedené na Obr. 14 elektromagnetický moment je opäť zvlnený, ale oproti jednofázovému napájaniu je zvlnenie menšie. V príklade na Obr. 14 zvlnenie elektromagnetického momentu motora pokleslo o 20%. Moment pulzuje v intervale $10 \pm 8 Nm$.

VI. DVOJFÁZOVÁ PREVÁDZKA TROJFÁZOVÉHO MOTORA

Pri strate napájania jednej fázy motora je nevýhodou okrem straty výkonu hlavne zvlnenie elektromagnetického momentu. Zvlnenie je možné eliminovať fázovým posunom napájacích

napätí zdravých fáz tak, aby v statore opäť vzniklo kruhové otáčavé magnetické pole. To je možné za podmienky, že vzájomný elektrický posun medzi dvomi napájacími napätiami trojfázového motora bude 60° . Uvedený uhol je možno odvodiť rozložením fázorov fázových napätí na súradnú a spätnú zložku a hľadaním ich vzájomného fázového posunu tak, aby sa spätné zložky vzájomne eliminovali.

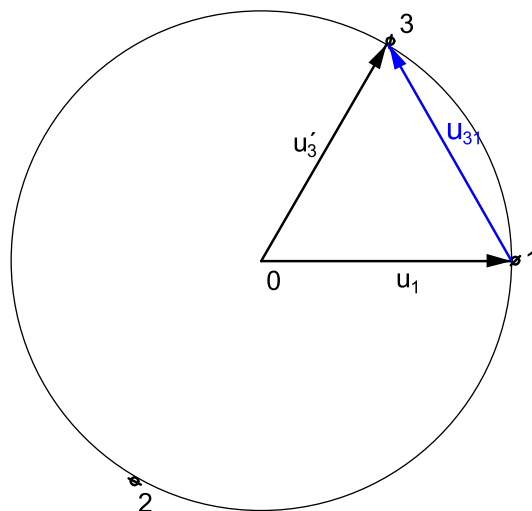


Obr. 14. Priebeh elektromagnetického momentu motora

V praktickom prevedení to znamená, že buď posunieme napätie u_1 o $+60^\circ$, alebo napätie u_3 o -60° . Predpokladajme, že posunieme napätie u_3 . Pre fázor posunutého napätia platí rovnica

$$u'_3 = e^{-j\frac{2\pi}{6}} u_3 = a^{\frac{1}{2}} u_3 \quad (12)$$

Obr.15 ukazuje fázorový diagram napájacích napätí v dvoj-fázovej prevádzke asynchrónneho motora vzájomným posunom fáz.

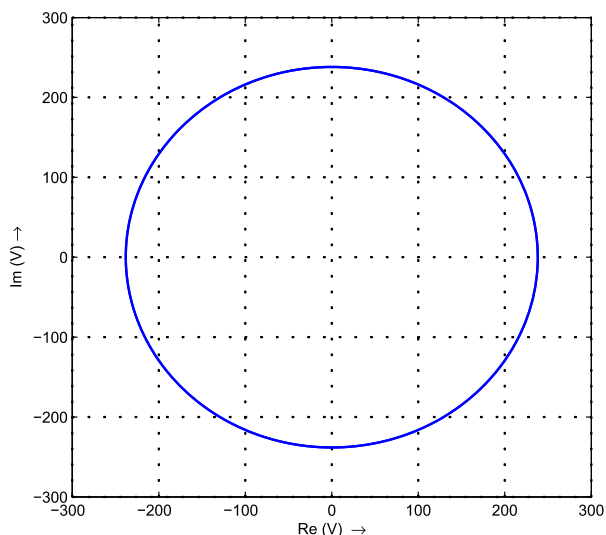


Obr. 15. Fázorový diagram napätí dvojfázovej prevádzky

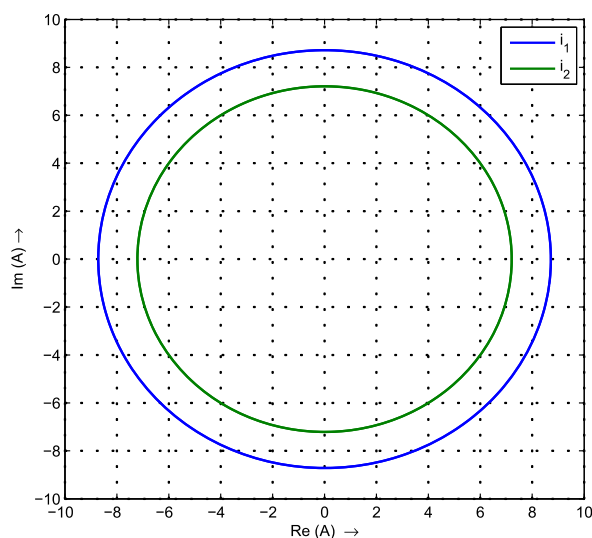
Po dosadení u_1 a u'_3 do rovnice (5) dostaneme výraz pre priestorový vektor napätia. Na Obr. 16 je uvedená vypočítaná

trajektória priestorového vektora napätia pri posune napájacích fáz. Trajektória je opäť kruhová, motor síce pracuje s konštantným momentom, ale s obmedzeným výkonom.

Po dosadení do rovníc (6) a (9) dostaneme vzťahy pre priestorové vektory statorového a rotorového prúdu motora. Ich vypočítané trajektórie sú uvedené na Obr. 17.



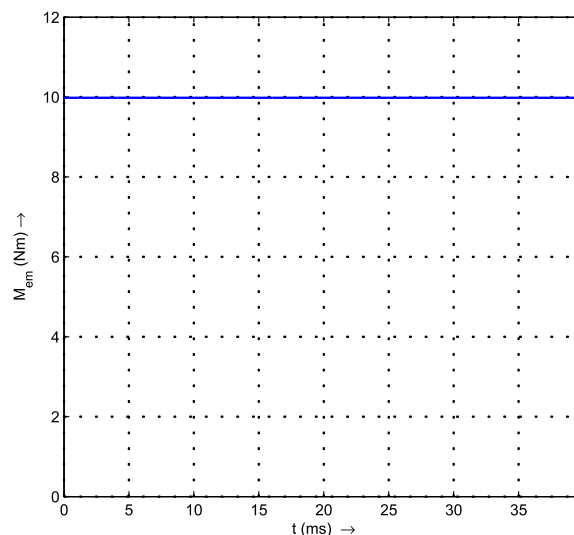
Obr. 16. Trajektória priestorového vektora napájacieho napätia v dvojfázovej prevádzke



Obr. 17. Trajektórie priestorových fázorov statorového a rotorového prúdu motora v dvojfázovej prevádzke.

Z Obr. 17 je zrejmé, že oproti bezporuchovému stavu sú vinutia motora mierne prúdovo preťažené. Je ale potrebné si uvedomiť, že sa jedná o poruchový stav a prevádzka dvojfázovým napätím je len dočasná.

Dosadením do rovnice (10) môžeme vypočítať časový priebeh elektromagnetického momentu motora. Tento je uvedený na Obr. 18. Motor pracuje so záťažovým momentom $M_p = 10 \text{ Nm}$ a otáčkami $n_p = 1395 \text{ ot/min}$ ($s = 0,07$). To znamená, že oproti napájaniu bez posunu fáz otáčky stúpili o $n_p = 150 \text{ ot/min}$.



Obr. 18. Elektromagnetický moment motora v dvojfázovej prevádzke

VII. ZÁVER

V príspevku sú uvedené jednotlivé možné prevádzkové stavy trojfázového asynchrónneho motora pri poruche napájania jednej fázy. Je ukázané, že aj pri poruche napájania je možná ďalšia dočasná prevádzka motora. Táto sa môže využiť napríklad pri pohonoch výťahov a to pri havarijnom dojazde do najbližšej stanice. Výkonové preťaženie v dvojfázovej prevádzke je možné znížiť znížením rýchlosti motora. Stratou napájania jednej fázy totiž motor prichádza o $\frac{1}{3}$ svojho nominálneho výkonu.

POĎAKOVANIE



Podporujeme výskumné aktivity na Slovensku/ Projekt je spolufinancovaný zo zdrojov EÚ. Tento článok bol vypracovaný v rámci projektu "Centrum excelentnosti integrovaného výskumu a využitia progresívnych materiálov a technológií v oblasti automobilovej elektroniky", ITMS 26220120055.

POUŽITÁ LITERATÚRA

- [1] G. Segulier, F. Notelet, *Électrotechnique industrielle*, 2. édition, Tech-Doc, Lavoisier, Paris 1994
- [2] J. Chatelain, *Machines électriques*, 1. édition, L'École Federale de Lausanne, Édition Georgi, 1983
- [3] S. J. Chapman, *Electric machinery Fundamentals*, McGraw-Hill, 2. edition, New York, 1983
- [4] A. Gaeta, G. Scelba, A. Consoli, *Modelling and Control of Three-Phase PMSM under Open-Phase Fault*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, September 2011, pp:1684-1691
- [5] T. Elch-Heb, J. P. Hautier, *Remedial strategy for inverter-induction machine system faults using two-phase operation*, European Conference on Power Electronics and Applications, pp.151-156, 1993
- [6] P. Záskalický, *Výpočet zvlňenia momentu dvojfázového synchronného motora s permanentnými magnetmi*, Acta Electrotechnica et Informatica; No.2, Vol.2, pp. 56-61, Košice 2002
- [7] B. Dobrucký, M. Marčoková, M. Pokorný, R. Sul, *Using Orthogonal- and Discrete Transform for Single-Phase PES Transients- a New Approach*, Proc. of the 26th IASTED MIC'08 – International Conference on Modeling, Identification and Control; Innsbruck (AT), 11-13 Feb. 2008
- [8] M. Záskalická, P. Záskalický, M. Beňová, A. R. Mahmud, B. Dobrucký, *Analysis of complex time function of converter output quantities using*

- complex Fourier transform/series*, Communications -Scientific letters - University of Zilina (Slovakia), 2010 - Vol. 12, No.1 - P. 23-30
- [9] S. Kaščák, P. Záskalický, B. Dobrucký, M. Praženica, *Two-Phase Space Vector Modulation of FOC Controlled ASM Fed by 2-Phase VSI Inverter*, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad (RS), 4-6 Sept. 2012, pp. DS2c: 131-135
- [10] Ž. Ferková, *Two-Phase Asynchronous Motor - Simulation in ANSYS Maxwell and MATLAB-Simulink*, EDPE 2013, 17th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, 6th joint Croatian-Slovak Conference, October 2-4, Dubrovnik, Croatia, 2013
- [11] M. Trabelsi, N. K. Nguyen, E. Semail, *Real Time Switche Fault Diagnostic Based on Typical Operating Characteristics of Five-Phase Permanent-Magnetic Synchronous Machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 8, August 2016, pp. 4683-4694
- [12] X. Kestelyn, E. Semail, *A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 11, August 2016, pp. 5057-5065

Prof. Ing. Pavel Záskalický, CSc. (1949 Liptovský Mikuláš)
 Pracovník Katedry elektrotechniky a mechatroniky, Fakulty elektrotechniky a informatiky Technickej Univerzity v Košiciach. Po ukončení Elektrotechnickej fakulty VŠT v Košiciach (1975) začal pracovať v Energoprojekte Praha, pracovisko Košice ako projektant. Od roku 1977 pôsobil ako asistent, neskôr odborný asistent na Katedre elektrických po-

honov EF VŠT v Košiciach. V roku 1985 obhajuje dizertačnú prácu pod vedením Prof. Ing. Františka Poliaka. V roku 1989 odchádza na L'Université Technique de Sidi-Bel Abbés, Alžírsko, kde pôsobil až do roku 1991. V rokoch 1991-1995 pracoval na L'École National Supérieur d'Électricité et de Mécanique, INPL Nancy Francúzsko. Tu pôsobil ako pedagogicko-vedecký pracovník pod vedením Prof. Gudefina. Je spoluautorom teórie nesymetrických reluktančných motorov. Bol členom kolektívu víťazného riešenia prevodníka číslo-poloha vypísaného spoločnosťou Marelli-Magneti. V roku 1995 sa vrátil na FEI TU v Košiciach, kde sa v roku 1997 habilitoval. Inauguračné konanie absolvoval na EF Žilinskej Univerzity v roku 2007.

Prof. Záskalický pracuje v oblasti matematických simulácií elektrických strojov a výkonových elektronických meničov. Venuje sa vplyvom neharmonického napájania na vlastnosti elektrických strojov a tiež modelovaniu meničov pomocou komplexných Fourierových radov. Je úspešným zodpovedným riešiteľom viacerých VEGA a APVV projektov. Je členom výborov viacerých medzinárodných konferencií a vedecko-odborných časopisov.