

ASIMETRINIS ERDVINIO VEKTORIAUS MODULIAVIMO METODAS ŠEŠIŲ FAZIŲ ĮTAMPAI FORMUOTI

Tadas Lipinskis

Vilniaus Gedimino technikos universitetas
El. paštas tadas.lipinskis@dok.vgtu.lt

Santrauka. Daugiafaziai elektros varikliai turi mažesnes sukimo momento pulsacijas ir didesnę patikimumą, lyginant su trifaziais varikliais. Pasaulyje paplitę trijų fazių elektros tinklai, todėl daugiafaziams varikliams maitinti reikalingi dažnio keitikliai, keičiantys standartinę vienfazę arba trifazę tinklo įtampą į daugiafazę. Dažnio keitiklis keičia ir išėjimo įtampos amplitudę, ir dažnį. Tai sudaro galimybių tiksliai valdyti variklio greitį. Literatūroje plačiai išnagrinėti daugiafazės įtampos formavimo metodai, esant nelygiam fazių skaičiui. Darbe siūlomas naujas erdvinių vektorių asimetrinis įtampos formavimo algoritmas šešių fazių dažnio keitikliui, apkrautam simetrine apkrova su viena neutrale. Algoritmas tiriamas *Matlab / Simulink* programa, rezultatai palyginami su gautais, taikant kitus šešiafazės įtampos formavimo metodus.

Reikšminiai žodžiai: šešiafazis variklis, šešiafazis dažnio keitiklis, erdvinių vektorių įtampos formavimo metodas.

Įvadas

Sparčiai mažėjant naftos atsargoms, ieškoma naujų technologijų, galinčių pakeisti įprastus vidaus degimo variklius. Viena iš tokių alternatyvų – daugiafaziai sinchroniniai ir asinchroniniai elektros varikliai.

Elektros varikliai turi daug privalumų, lyginant su vidaus degimo: mažiau besidėvinčių dalių, paprastesnė konstrukcija, didesnis energijos vartojimo efektyvumas. Pramonėje šie varikliai jau seniai pakeitė garo ir vidaus degimo variklius, tačiau keleiviniame transporte šis vyksmas prasideda tik dabar.

Transporto priemonėse naudojami daugiafaziai (daugiau nei trijų fazių) varikliai, nes jie turi didesnę startinį sukimo momentą ir mažesnes jo pulsacijas, esant mažam rotoriaus sukimosi greičiui (Bojoi *et al.* 2005). Taip pat didesnis šių variklių patikimumas, nes jie gali veikti su viena ar daugiau sugedusių apvijų (Zhao, Lipo 1996).

Įtampos formavimo algoritmai trijų fazių varikliams yra išnagrinėti ir gerai žinomi (Baskys *et al.* 2009). Daugiafazės įtampos formavimas yra nauja sritis, tačiau jau sukurta įtampos formavimo metodų 5, 6, 7, 9, 11 ir daugiau fazių įtampai formuoti (Levi *et al.* 2007).

Tačiau fazių skaičiaus be galo didinti neverta, nes atitinkamai mažėja nuolatinės įtampos šaltinio išnaudojimo (angl. *DC bus utilization*) efektyvumas. Esant didesniam fazių skaičiui nei 15, šis efektyvumas didėja tiek mažai, kad ekonomiškai nenaudinga didinti dažnio keitiklio elektronikos komponentų skaičiaus (Ferraris, Lazzari 1983).

Darbe nagrinėjamas šešių fazių dažnio keitiklis, kurio pagrindinis privalumas – ekonominis naudingumas. Pramonėje dauguma IGBT tranzistorių, tinkamų keitikliams, gaminami moduliais po 3×2 tranzistorius, tad, turint 5 ar 7 fazių keitiklį, liktų nepanaudotų tranzistorių porų. Darbo tikslas – sukurti įtampos formavimo algoritmą, kuris reikalautų mažiau skaičiavimo išteklių nei sinusoidės-pjūklų metodas (Lipinskis 2013). Darbe pateikiamas pasiūlytas šešiafazės įtampos formavimo algoritmas, taikantis asimetrinę erdvės vektorių moduliavimo metodą.

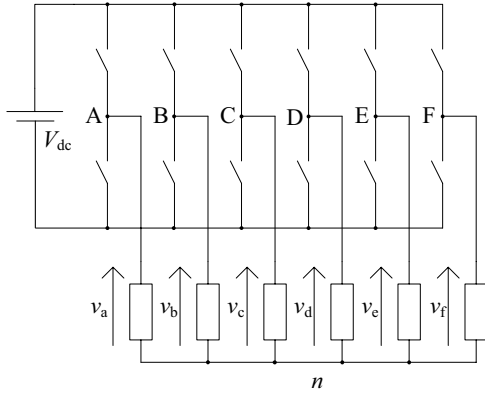
Dažnio keitiklio, apkrauto simetrine šešiafaze apkrova, vektorinė diagrama

Šešių fazių sistemos vektorinė diagrama, gaunama nagrinėjant supaprastintą sistemos modelį, pavaizduota 1 pav.

Pažymėkime vieno keitiklio galios pakopos penkis būsenų m_i , čia i – atitinkamas dažnio keitiklio petys (a–e). Kai penkis viršutinis tranzistorius atviras, apatinis uždaras, perdavimo funkcija $m_i = 1$, kai apatinis atviras, viršutinis uždaras, $m_i = 0$. Tuomet kiekvienos fazės įtampą galima apskaičiuoti pagal lygtį:

$$u_i = U_{\text{nuol}} \left[m_i - \frac{1}{6} \sum_l m_l \right], \quad (1)$$

čia u_i – i -tosios fazės momentinė įtampa; U_{nuol} – dažnio keitiklio raktų maitinimo įtampa; m_i – aptartoji penkis būsenos funkcija.



1 pav. Šešių fazių dažnio keitiklio, apkrauto simetrine apkrova, schema

Fig. 1. Six phase inverter with symmetrical load

Šešių fazių keitiklyje gali būti $2^6 = 64$ išėjimo raktų kombinacijos, iš jų 62 aktyvios ir 2 nulinės, kai apkrova srovė neteka. Tokios sistemos vektorinė diagrama gaunama transformuojant visas fazinės įtampos vertes, esant visoms 64 keitiklio raktų būsenoms, naudojant Klarko (Clarke) transformaciją (Nabi *et al.* 2011):

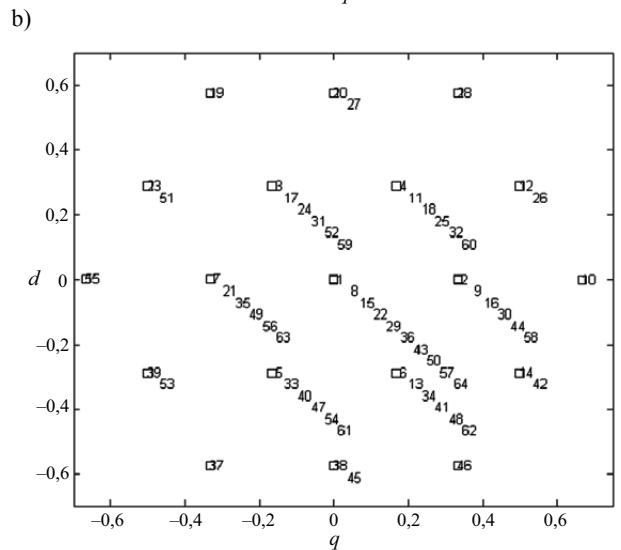
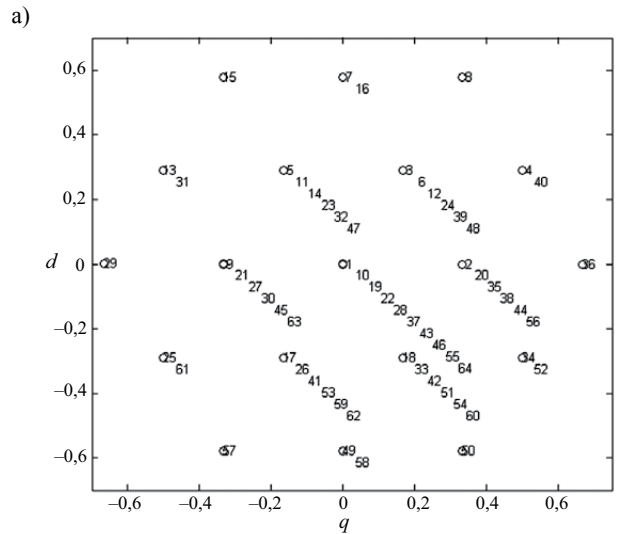
$$C = \frac{2}{6} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(5\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(5\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) & \cos(10\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) & \sin(10\alpha) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

čia $\alpha = 2\pi/6$.

Taip gaunamos dvi plokštumos d_1-q_1 ir d_2-q_2 (2 pav.) ir du nuliniai komponentai 0_+ ir 0_- . Iš paveikslų matyti, kad vektorių kampai ir amplitudės skirtingose plokštumose nesutampa. Pirmoji plokštuma atsakinga už pagrindinę išėjimo dedamąją, antroji – už harmonikas. Norint, kad išėjimo dedamojoje nebūtų papildomų harmonikų, reikia parinkti vektorius taip, kad išėjimo įtampos vektorius d_1-q_1 plokštumoje būtų kuo didesnės amplitudės, o d_2-q_2 plokštumoje kaip galima artimesnis nuliui.

Asimetrinis erdvės vektorių įtampos formavimo metodas

Kaip galime matyti 2 pav., vektorinės diagramos neįmanoma suskirstyti į $2n$ (čia n – fazių skaičius) simetrinių sektorių, kaip esant 3, 5, 7 ar bet kokiam nelyginiam fazių skaičiui. Šią problemą galima spręsti keliais būdais. Vienas būdų, kai diagrama suskirstoma į šešis simetrinius sektorius ir atstojamajam vektoriui kurti naudojami tik didžiausi vektoriai.



2 pav. Šešių fazių sistemos vektorinė diagrama: a – d_1-q_1 plokštumoje; b – d_2-q_2 plokštumoje

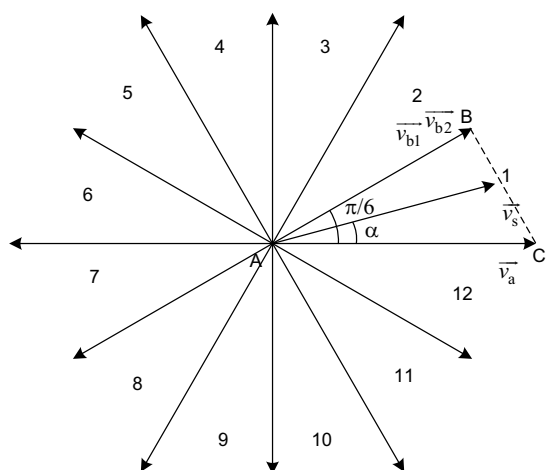
Fig. 2. Vector diagram of a six phase system: a – d_1-q_1 plane; b – d_2-q_2 plane

Kitas būdas – suskirstyti diagramą į dvylika sektorių ir formuoti išėjimo įtampą iš vieno ilgojo ir dviejų vidutinių vektorių. Pirmojo sektoriaus atveju atstojamasis vektorius formuojamas iš d_1-q_1 plokštumos vektorių v_{36} , v_4 , v_{40} (3 pav.). Atitinkamai galima nusibrėžti menamą trikampį ABC, kurio AC kraštinę sudaro vektorius \vec{v}_a (vektoriaus Nr. 36), o AB kraštinę – persidengiantys vektoriai \vec{v}_{b1} ir \vec{v}_{b2} (Nr. 4 ir 40).

Ilgojo vektoriaus veikimo trukmė t_a bendru periodu T_s apskaičiuojama formule:

$$t_a = \frac{|\vec{v}_s| \sin(k\pi/6 - \alpha)}{|\vec{v}_a| \sin(\pi/6)} T_s, \quad (3)$$

čia $|\vec{v}_s| = |\vec{v}_a| \cos(\pi/12)$; k – sektoriaus numeris; α – atstojamojo vektoriaus kampas sektoriuje.



3 pav. Asimetrinio algoritmo naudojama vektorinė diagrama
Fig. 3. Vector diagram of asymmetrical voltage forming method

Trumpųjų vektorių suminė veikimo trukmė apskaičiuojama taip:

$$t_b = \frac{|\overline{v_s}| \sin(\alpha - (k-1)\pi/6)}{|\overline{v_b}| \sin(\pi/6)} T_s. \quad (4)$$

Nulinių vektorių veikimo laikas periodu:

$$t_0 = T_s - t_a - t_b, \quad (5)$$

čia T_s – impulsinės skvarbos moduliacijos periodas.

Nulinis laikas tarp nulinių vektorių paskirstomas po lygiai, t. y. $0,5 t_0$. Laikas t_b tarp dviejų mažesniųjų vektorių paskirstomas taip pat vienodai – $0,5 t_b$. Būtent toks koeficientas parenkamas todėl, kad d_2-q_2 plokštumoje vektorių $\overline{v_4}$ ir $\overline{v_{40}}$ modulis yra toks pat, tačiau fazė yra priešinga (2 pav., b). Jeigu šių vektorių veikimo trukmė būtų nevienoda, jie kurtų atstojamąjį vektorių d_2-q_2 plokštumoje ir išėjimo įtampoje atsirastų nepageidaujama harmonikų. Vektorius $\overline{v_{36}}$ d_2-q_2 plokštumoje yra nulinis vektorius, todėl jo kompensuoti nereikia.

Antrame diagramos sektoriuje atstojamasis vektorius būtų skaičiuojamas analogiškai, tačiau, vektoriui sukantis, veikimo laikas t_b , atvirkščiai nei pirmajame sektoriuje, mažėtų, o t_a didėtų.

Praktiškai įgyvendinant įtampos formavimą šiuo metodu, reikėtų skaičiuoti tris laikus: t_a , t_b ir t_0 . Iš (3) ir (4) išraiškų matyti, kad jų vardikliai yra konstantos, nes $|\overline{v_a}|$ ir $|\overline{v_b}|$ yra iš anksto žinomi. Taigi, formuojant įtampą, reikia skaičiuoti dvi trigonometrines funkcijas ir atlikti kelis aritmetinius veiksmus, o toliau vektoriai būtų parenkami iš sudarytos lentelės. Palyginimui sinusoidės-trikampio metodu reikia skaičiuoti mažiausiai šešias trigonometrines funkcijas ir lyginti visas jų vertes su trikampio funkcija.

Įtampos formavimo algoritmo tyrimas Matlab / Simulink aplinkoje

Aprašytas asimetrinis išėjimo įtampos formavimo algoritmas buvo išbandytas *Simulink* terpėje sukurtame šešių fazių dažnio keitiklio, apkrauto simetrine apkrova su viena neutrale, modelyje. Apkrova buvo modeliuojama žvaigžde, jungiant nuosekliai sujungtas rezistoriaus ir induktyvumo grandis, kurių $R = 5 \Omega$ ir $L = 10 \text{ mH}$ buvo parinkti panašūs į realaus elektros variklio (Nabi *et al.* 2011). Įgyvendinant modelį buvo sudaryta perjungimo lentelė kiekvienam sektoriui, kurioje yra visi 20 įtampai formuoti naudojami vektoriai (1 lentelė).

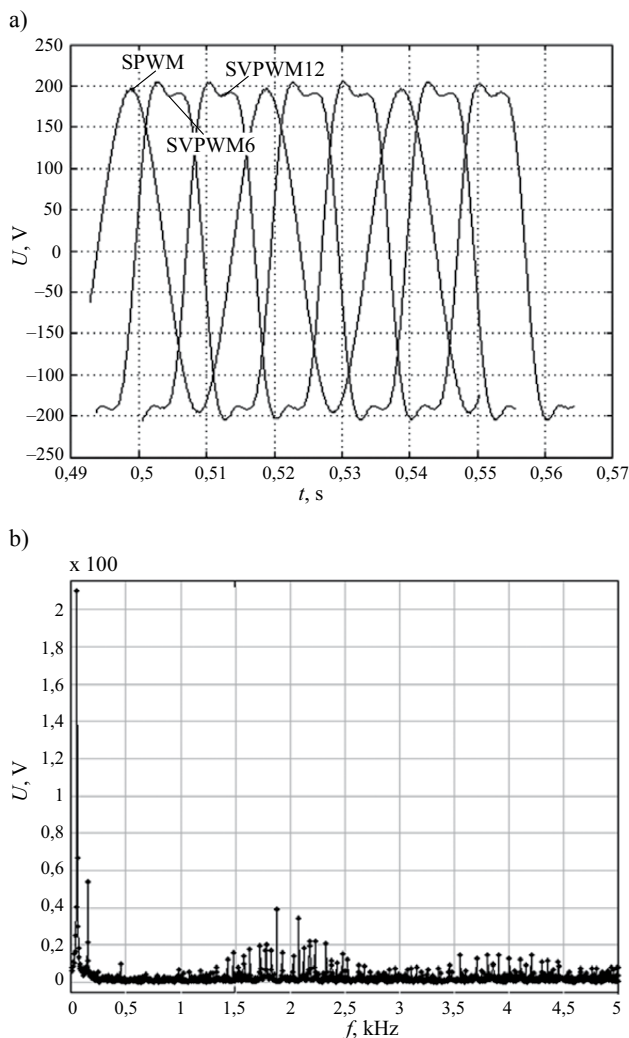
1 lentelė. Perjungimo lentelė, taikoma asimetriniam įtampos formavimo metodui

Table 1. Asymmetrical space vector modulation scheme switching table

Sekt.	$t_0/2$	t_a	$t_b/2$	$t_b/2$	$t_0/2$
1	000000	110001	110000	111001	111111
2	000000	111000	110000	111001	111111
3	000000	111000	011000	111100	111111
4	000000	011100	011000	111100	111111
5	000000	011100	001100	011110	111111
6	000000	001110	001100	011110	111111
7	000000	001110	000110	001111	111111
8	000000	000111	000110	001111	111111
9	000000	000111	000011	100111	111111
10	000000	100011	000011	100111	111111
11	000000	100011	100001	110011	111111
12	000000	110001	100001	110011	111111

Dažnio keitiklio raktų perjungimo dažnis $f_s = 2 \text{ kHz}$, išėjimo raktai maitinami $U_{nuol} = 400 \text{ V}$ įtampa, išėjimo įtampos dažnis $f = 50 \text{ Hz}$. Modeliuojant gauta išėjimo įtampos forma ir jos spektras pavaizduoti 4 pav. – a dalyje pavaizduotos trys kreivės: SPWM – gauta įtampai formuoti taikant įprastą pjūklą metodą, SVPWM6 – gauta įtampai formuoti naudojant simetrinį erdvinių vektorių algoritmą, kai vektorinė diagrama suskirstoma į šešis sektorius, ir naudojami tik didieji vektoriai išėjimo įtampai sukurti, SVPWM12 gauta taikant pasiūlytą asimetrinį metodą. Visos įtampos kreivės gautos filtruojant A fazės įtampą antrosios eilės ŽDF, kurio atkirtos dažnis yra 200 Hz.

Iš paveikslų matyti, kad, taikant tiek simetrinį, tiek asimetrinį įtampos formavimo metodą, dažnio keitiklio išėjimo įtampoje atsiranda trečioji harmonika (150 Hz). Tai patvirtina ir išėjimo įtampos spektro analizė. Spektre taip pat matyti perjungimo triukšmai 2 kHz, nes tokiu dažniu veikia dažnio keitiklio raktai. Fazės A įtampos amplitudė – 206 V, tai sudaro $0,51 U_{nuol}$. Veikiant sinusiniam įtampos formavimo algoritmui, įtampos amplitudė yra 196 V, o tai sudaro $0,49 U_{nuol}$.



4 pav. Modeliuojant gauti grafikai: a – trimis skirtingais metodais gautų fazės A išėjimo įtampos kreivės, filtruotos ŽDF, kurio $f_{\text{atk}} = 200$ Hz; b – asimetriniu metodu kurtos įtampos fazės A nefiltruotos įtampos spektras

Fig. 4. Simulation graphs: a – output of phase A of three different voltage generation schemes, filtered with 200 Hz LPF; b – Spectrum of phase A unfiltered voltage, generated with asymmetrical SVPWM

Išvados

1. Modeliavimo rezultatai rodo, kad pasiūlytas šešių fazių asimetrinis įtampos formavimo metodas tinkamas šešių fazių, su artima sinusoidei išėjimo įtampa formuoti. Pagrindinis šio metodo pranašumas – mažesnis skaičiavimų skaičius, lyginant su įprastu pjūklo metodu.
2. Formuojant įtampą pasiūlytu metodu, išėjime, be pagrindinės dedamosios, yra ir trečioji harmonika, kurios amplitudė yra ~ 50 V. Ši harmonika gali atsirasti todėl, kad pasiūlytas metodas nevertina transformuojant momentines įtampas gautų 0_+ ir 0_- komponentių. Tolesniuose tyrimuose vertinsime šių komponentių įtaką keitiklio išėjimo įtampai.

Literatūra

- Baskys, A.; Bleizgys, V.; Gobis, V. 2009. The impact of output voltage modulation strategies on power losses in inverter, *Electronics and Electrical Engineering Journal* 6(94): 47–50.
- Bojoi, R.; Tenconi, A.; Profumo, F.; Farina, F. 2005. Dual-source fed multi-phase induction motor drive for fuel cell vehicles: topology and control, in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC*, 16 June 2005, Recife, Brazil, 2676–2683.
- Ferraris, P.; Lazzari, M. 1983. Phase numbers and their related effects on the characteristics of inverter fed induction motor drives, in *Proc. of IEEE Industry Applications Society (IAS) Annual Meeting*, 3–7 October, 1983, Mexico City, Mexico, 494–502.
- Levi, E.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Toliyat H.A.; Williamson, S. 2007. Multiphase induction motor drives – a technology status review, *IET Electric Power Applications* 1(4): 489–516. <http://dx.doi.org/10.1049/iet-epa:20060342>
- Lipinskis, T. 2013 Daugiafazių dažnio keitiklių įtampos formavimo metodų analizė, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 5(2): 119–123.
- Nabi, H.P.; Dadashi, P.; Shoulaie, A. 2011. A novel structure for vector control of symmetrical six-phase induction machines with three current sensors, *Engineering, Technology & Applied Science Research* 1(2): 23–29.
- Zhao, Y.; Lipo, T.A. 1996. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural imbalance. Part I: machine modeling and multi-dimensional current regulation, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 11(3): 570–577. <http://dx.doi.org/10.1109/60.537028>

ASYMMETRICAL SIX-PHASE SPACE VECTOR PWM SCHEME

T. Lipinskis

Abstract

Multiphase electric motors have smaller torque pulsations and are more reliable than their three-phase alternatives. However, standard electricity grids around the world are three-phase, so power inverter is needed to drive multiphase motors. Inverter is used not only to power the motor, but also to control the amplitude and frequency of the produced voltage, thus controlling motor speed and torque. Multiphase systems with odd number of phases have been widely investigated; therefore, this paper focuses on a six-phase inverter with a single neutral symmetrical load. A novel asymmetrical space vector modulation scheme is proposed and evaluated using simulations in Matlab/Simulink. Simulation results are compared to other modulation schemes. The proposed method is suitable for generating near-sinusoidal output voltages; however, it might not be suited for driving motors with sinusoidally distributed stator windings.

Keywords: large and medium space vectors, six phase inverter, six-phase motor, asymmetrical SVPWM.