

## ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ КОММУТАЦИИ В ИНВЕРТОРАХ С ВЕКТОРНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Ле Д.Т.\* , Аверин С.В.\*\*

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),  
МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия*

*\* e-mail: letiep1@mail.ru*

*\*\* e-mail: acb@mai.ru*

---

В преобразователях систем авиационного электропривода актуальным направлением является применение векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Для формирования в обмотках двигателя напряжения с помощью микропроцессорной системы управления необходимо связать аналитическим выражением управляющие воздействия с последовательностью коммутации силовых ключей. При этом необходимо учитывать, что реально включение и выключение силовых полупроводниковых приборов не происходит мгновенно, и это может вызвать появление сквозных токов. Оптимальное аналитическое выражение получено на основе карт Карно—Вейча. Полученные аналитические выражения формирования алгоритмов коммутации с использованием дополнительных векторов позволили исключить сквозные токи, уменьшить амплитуды колебания скорости вращения и момента асинхронного двигателя и повысить быстродействие привода.

*Ключевые слова:* ШИМ, электропривод, асинхронный двигатель, векторное управление, карта Карно, трехфазный инвертор.

---

### Введение

Современный уровень развития электроники силовых полупроводниковых преобразователей электроэнергии характеризуется широким применением микропроцессорного управления. Применение микропроцессоров и микроконтроллеров в таких преобразователях повышает эффективность авиационных электротехнических комплексов и систем. Актуальным направлением является применение в преобразователях систем авиационного электропривода векторной ШИМ, используемой во многих отраслях промышленности и производства для обеспечения качества управления разнообразными системами электропривода.

Формирование векторной ШИМ основано на векторном представлении совокупности выходных напряжений инвертора. При этом каждому состоянию ключей инвертора соответствует своя совокупность выходных напряжений, которая может быть представлена результирующим пространственным вектором относительно геометрических осей обмоток асинхронного двигателя (АД) [1]. При векторной ШИМ формирование векторов напряжения осуществляется на основе базовых векторов в

трехфазной системе координат. Каждый базовый вектор характеризуется определенным состоянием ключей инвертора.

В зависимости от способа подключения двигателя к инвертору возможны несколько вариантов построения структуры силового каскада инвертора. Для построения векторной ШИМ используется практически весь спектр структурных решений трехфазных инверторов — от упрощенных трехключевых (дельта-инверторы) до многоуровневых инверторов с большим числом уровней выходных напряжений [2]. На рис. 1 приведены наиболее часто используемые на практике схемы, состоящие, соответственно, из трех (рис. 1,а) и четырех (рис. 1,б) плеч.

Поскольку асинхронный двигатель представляет собой симметричную нагрузку, наиболее целесообразна реализация векторной ШИМ с помощью трехфазного мостового инвертора, структура которого приведена на рис. 2.

В каждом плече в любой момент времени может быть замкнут лишь один ключ. Вектор выходных линейных напряжений однозначно определяется вектором переключений силовых ключей по следующему выражению:

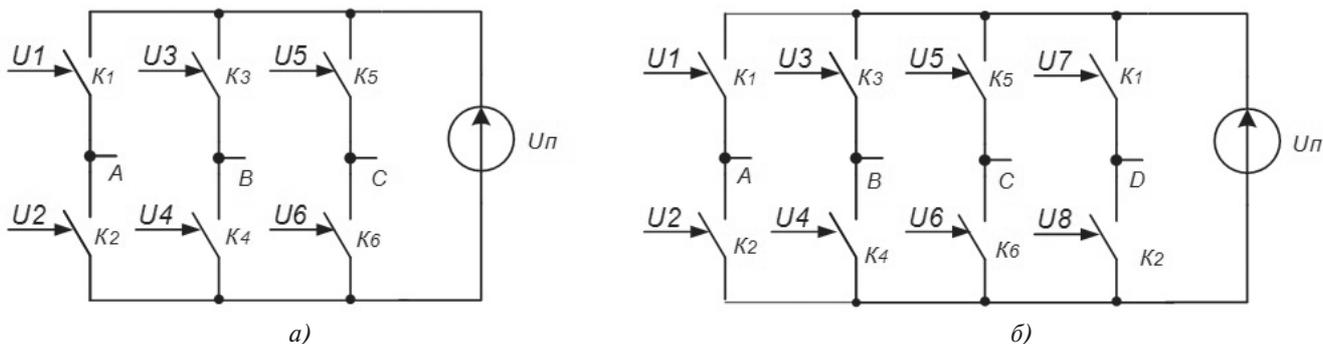


Рис. 1. Варианты силовых каскадов инвертора: а — трехфазный мостовой инвертор; б — трехфазный мостовой инвертор с дополнительным плечом

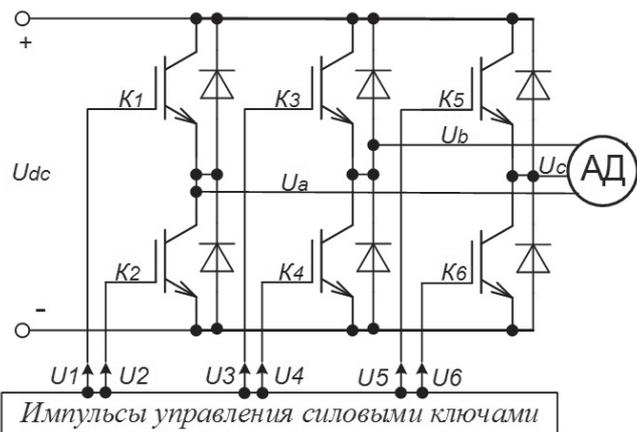


Рис. 2. Структура трехфазного инвертора

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \tag{1}$$

Из (1) находится вектор фазного напряжения  $[V_a V_b V_c]^T$ , где  $V_a, V_b, V_c$  — напряжения соответственно между точками А, В, С и нейтралью:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \tag{2}$$

Таким образом, любая из статорных обмоток двигателя может быть подключена к отрицательно-му или положительно полюсу источника питания  $U_{dc}$  (рис. 2).

Для формирования на обмотках двигателя напряжения с помощью микропроцессорной системы управления необходимо связать аналитическим выражением управляющие воздействия с последовательностью коммутации силовых ключей. При этом необходимо учитывать, что реально включе-

ние и выключение силовых полупроводниковых приборов не происходит мгновенно, что может вызвать появление сквозных токов (первого, второго и третьего рода [3]).

Для получения оптимального аналитического выражения воспользуемся методом, основанным на применении карт Карно—Вейча, используемых для разработки алгоритмов управления приводами постоянного и переменного тока [4], и позволяющим исключить наиболее опасные сквозные токи первого рода.

На рис. 2 показано подключение двигателя к трехфазному мостовому инвертору, имеющему три плеча:  $K_1-K_2, K_3-K_4, K_5-K_6$ , обеспечивающих подключение напряжения  $U_a, U_b, U_c$  к обмоткам статора. Логическая «1» в таблице соответствует замкнутому состоянию ключа  $K_n$ , а логический «0» — разомкнутому.

Таким образом, для трехфазного инвертора карта Карно представляет собой таблицу  $8 \times 8$ , состоящую из  $2^6$  клеток. Функционирование системы инвертор—АД полностью описывается управляющим словом CW (логическое состояние силовых ключей). Для инвертора с тремя плечами управляющее слово  $CW = \langle U_6 U_5 U_4 U_3 U_2 U_1 \rangle$ . В таблице Карно числа, соответствующие заданному алгоритму коммутации, представляются в десятичном коде.

Сравнительный анализ топологии мостового инвертора и карты Карно показывает, что симметрия мостового инвертора относительно точек подключения нагрузки отображена на карте Карно в виде диагонали  $OO'$  (рис. 3).

Согласно [5] допустимые безопасные двухсторонние переходы должны быть либо параллельными сторонам карты Карно, либо близкими к параллельным. В этом случае сквозных токов не возникает. Переходы, ориентированные перпендикулярно либо параллельно относительно главной диагонали карты Карно, приводят к возникновению сквозных токов.

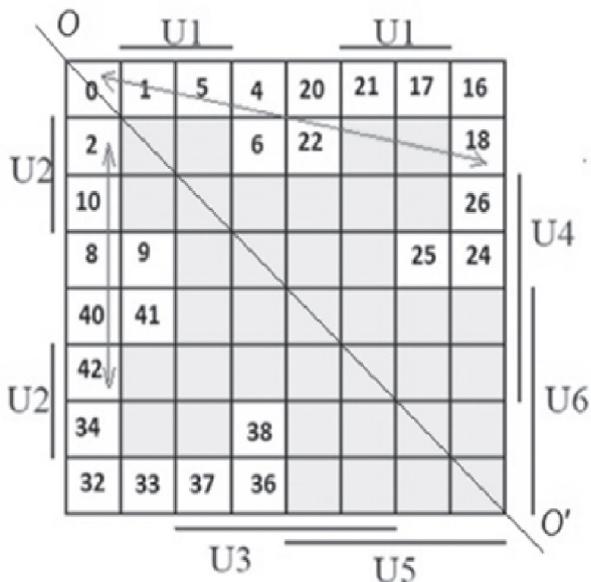


Рис. 3. Карта Карно для трехфазного инвертора

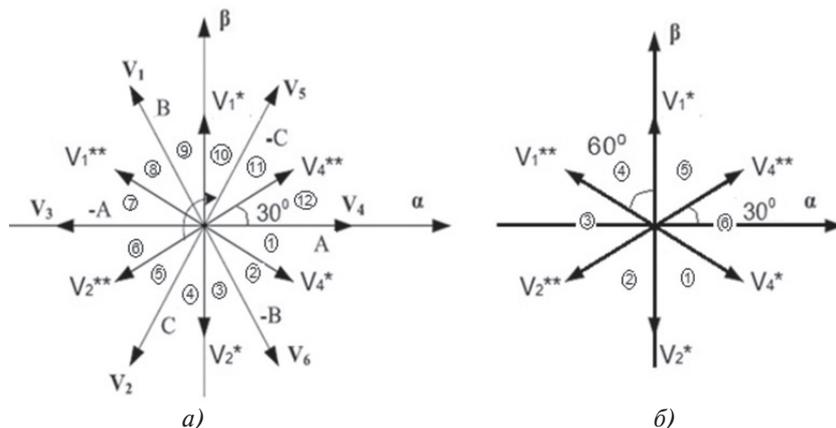


Рис. 4. Результирующие векторы в неподвижной системе координат: а — общая совокупность векторов; б — дополнительная совокупность векторов

Для управления шестью ключами существуют  $2^6 = 64$  состояния, из которых рабочими является ограниченное число. В [1, 2] приведены рабочие состояния ключей для базовых векторов. Для получения аналитического выражения, позволяющего исключать сквозные токи, добавим к рассмотрению дополнительные векторы, рабочие состояния ключей для которых приведены в таблице.

Общая совокупность основных и дополнительных векторов представлена на рис. 4, а и б.

При формировании векторов пространственной ШИМ [1] необходимы переходы между восьмью состояниями базовых векторов  $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$ . Изображение этих переходов на карте Карно приведено на рис. 5.

Ранее показано, что с помощью карты Карно легко увидеть, что такой способ формирования векторов во всех секторах приводит к возникновению переходов переключения транзисторов инвер-

тора, вызывающих сквозные токи в плече инвертора, что недопустимо. Рассмотрим места расположения всех рабочих состояний ключей инвертора на карте Карно (рис. 6).

На рис. 6, б можно видеть, что, если формировать один (или более) вектор из базовых векторов в последовательности:  $V_4 \Leftrightarrow V_6 \Leftrightarrow V_2 \Leftrightarrow V_3 \Leftrightarrow V_1 \Leftrightarrow V_5 \Leftrightarrow V_4$ , возникают сквозные токи. Но если управлять векторами в последовательности:  $V_4^{**} \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_4^* \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_2^* \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_2^{**} \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_1^{**} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_1^* \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_4^{**}$  или  $V_4^{**} \Rightarrow V_4^* \Rightarrow V_2^* \Rightarrow V_2^{**} \Rightarrow V_1^{**} \Rightarrow V_1^* \Rightarrow V_4^{**}$ , сквозной ток не возникает, а состояния  $V_4^{**}, V_4^*, V_2^*, V_2^{**}, V_1^{**}, V_1^*$  препятствуют возникновению разрывных токов двигателя.

Итак, предлагается формировать векторы следующим образом:

1) При использовании векторов  $V_4, V_6, V_2, V_3, V_1, V_5$  в качестве главных векторов для формиро-

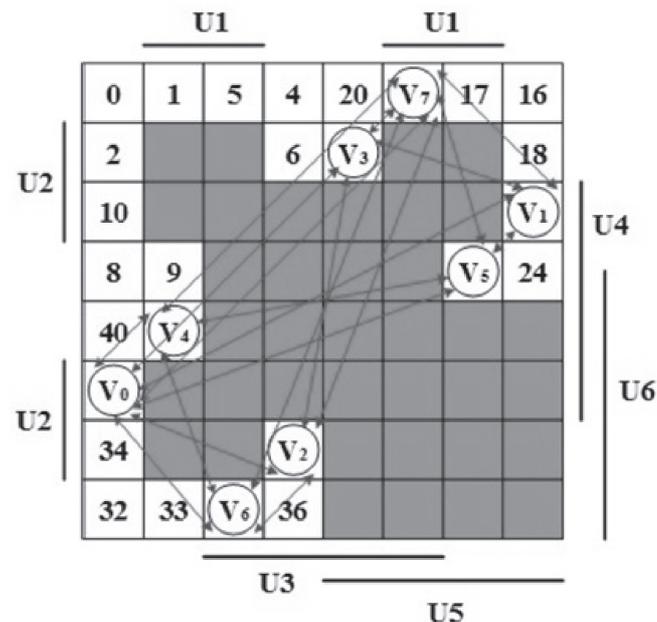
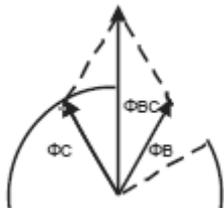
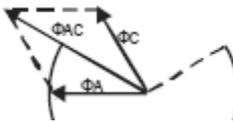
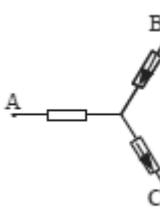
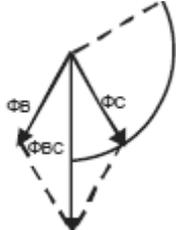
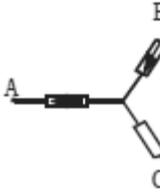
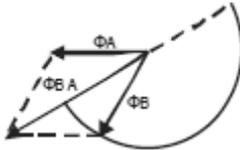
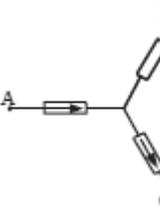
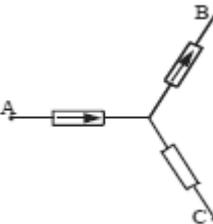


Рис. 5. Переключения силовых ключей инвертора при стандартном формировании вектора в каждом секторе

Дополнительные рабочие состояния ключей

Векторы	Логическое состояние ключей K <sub>1</sub> K <sub>3</sub> K <sub>5</sub> K <sub>2</sub> K <sub>4</sub> K <sub>6</sub>	Направление тока	Магнитные векторы
$V_1^*(001)$	0 0 1 0 1 0		
$V_1^{**}(001)$	0 0 1 1 0 0		
$V_2^*(010)$	0 1 0 0 0 1		
$V_2^{**}(010)$	0 1 0 1 0 0		
$V_4^*(100)$	1 0 0 0 0 1		
$V_4^{**}(100)$	1 0 0 0 1 0		

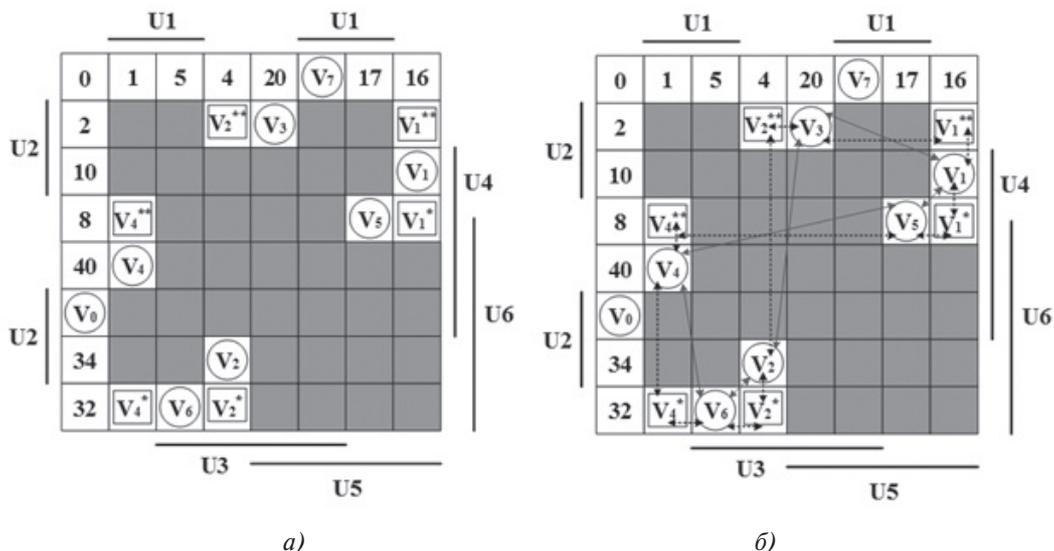


Рис. 6. Расположение векторов: а — переходы; б — на карте Карно

вания любого текущего вектора в каждом из шести соответствующих секторов векторы  $V_{4}^{**}, V_{4}^*, V_{2}^*, V_{2}^{**}, V_{1}^{**}, V_{1}^*$  используются как промежуточные состояния при переходе главных векторов ( $V_4, V_6, V_2, V_3, V_1, V_5$ ) от одного к другому. Например, формирование одного вектора в первом секторе осуществляется в последовательности:  $V_4 \Rightarrow V_{4}^* \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{4}^* \Rightarrow V_4$ .

При этом время существования векторов  $V_{4}^{**}, V_{4}^*, V_{2}^*, V_{2}^{**}, V_{1}^{**}, V_{1}^*$  крайне мало по сравнению со временем существования главных векторов  $V_4, V_6, V_2, V_3, V_1, V_5$ , следовательно, их влиянием на направление формируемого вектора можно пренебречь. При этом порядок формирования шести векторов по секторам будет таким:

$$\begin{aligned}
 &V_4 \Rightarrow V_{4}^* \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_{2}^* \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_{2}^{**} \Rightarrow \\
 &\Rightarrow V_3 \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_{1}^{**} \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_{1}^* \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_5 \Rightarrow \\
 &\Rightarrow V_{4}^{**} \Rightarrow V_4.
 \end{aligned}$$

Алгоритм переключения силовых транзисторов инвертора на карте Карно показан на рис. 7.

2) При использовании векторов  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$  и  $V_{4}^{**}, V_{4}^*, V_{2}^*, V_{2}^{**}, V_{1}^{**}, V_{1}^*$  в качестве главных векторов для формирования любого текущего вектора в каждом из 12 соответствующих секторов, как на рис. 4,а, предлагается такой алгоритм для формирования векторов не менее 12. Достоинство такого способа заключается не только в отсутствии сквозных токов инвертора при переключении ключей инвертора, но и в более плавном режиме работы двигателя.

3) При использовании только векторов  $V_{4}^{**}, V_{4}^*, V_{2}^*, V_{2}^{**}, V_{1}^{**}, V_{1}^*$  в качестве главных векторов для формирования любого текущего вектора в каждом

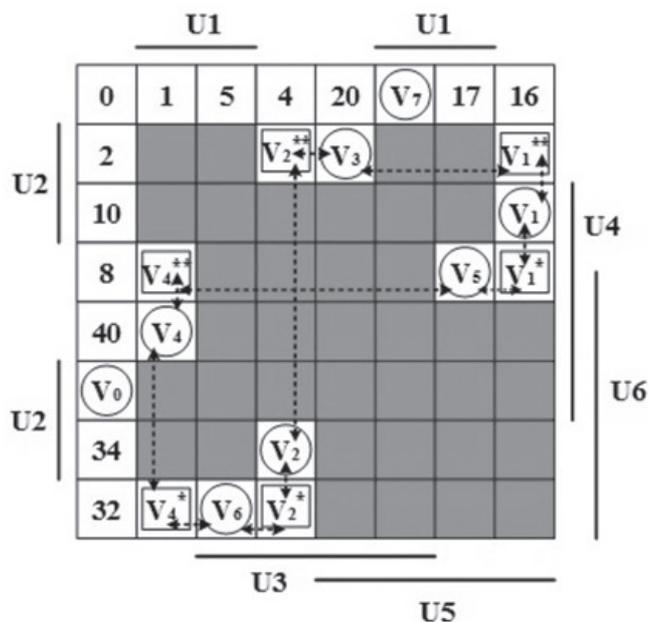


Рис. 7. Алгоритм переключения силовых ключей инвертора на карте Карно

из шести соответствующих секторов, как на рис. 4,б, получаемый момент АД ниже.

Анализ предложенных алгоритмов проведен с помощью системы MATLAB. На рис. 8 представлена компьютерная модель реализации векторного управления.

В модели использованы следующие блоки:

**PWM6vectorOldMetod** — блок программирования векторного ШИМ в каждом секторе с использованием векторов:  $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$ .

**PWM6vectorNewMetod1** — блок программирования векторного ШИМ в каждом секторе по предлагаемому алгоритму с использованием векторов:  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_{4}^{**}, V_{4}^*, V_{2}^*, V_{2}^{**}, V_{1}^{**}, V_{1}^*$ .

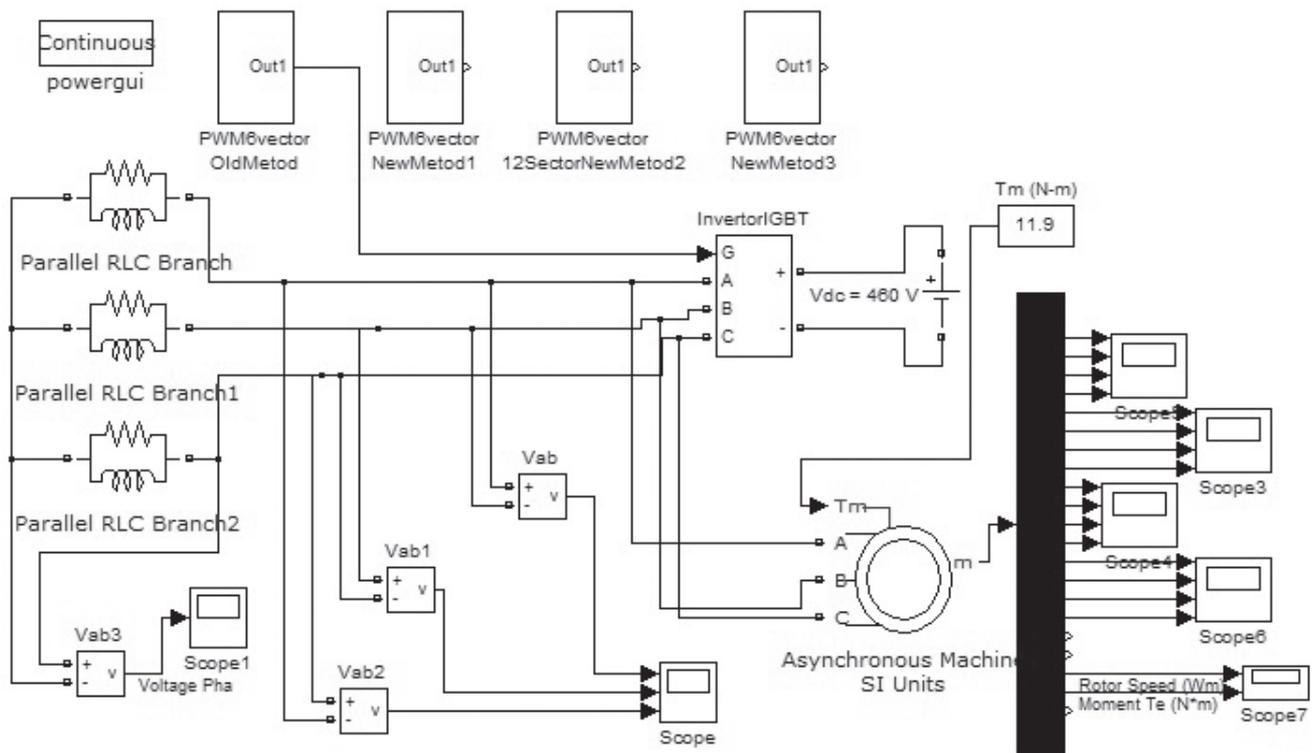


Рис. 8. Компьютерная модель реализации векторной ШИМ

**PWM6vector 12SectorNewMetod2** — блок программирования векторной ШИМ с использованием векторов:  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_4^{**}, V_4^*, V_2^*, V_2^{**}, V_1^{**}, V_1^*$  в секторах 1, 3, 5, 7, 9, 11.

**PWM6vectorNewMetod3** — блок программирования векторного ШИМ по способу формирования вектора в каждом секторе с использованием векторов:  $V_4^{**}, V_4^*, V_2^*, V_2^{**}, V_1^{**}, V_1^*$ .

Результаты моделирования приведены на рис. 9.

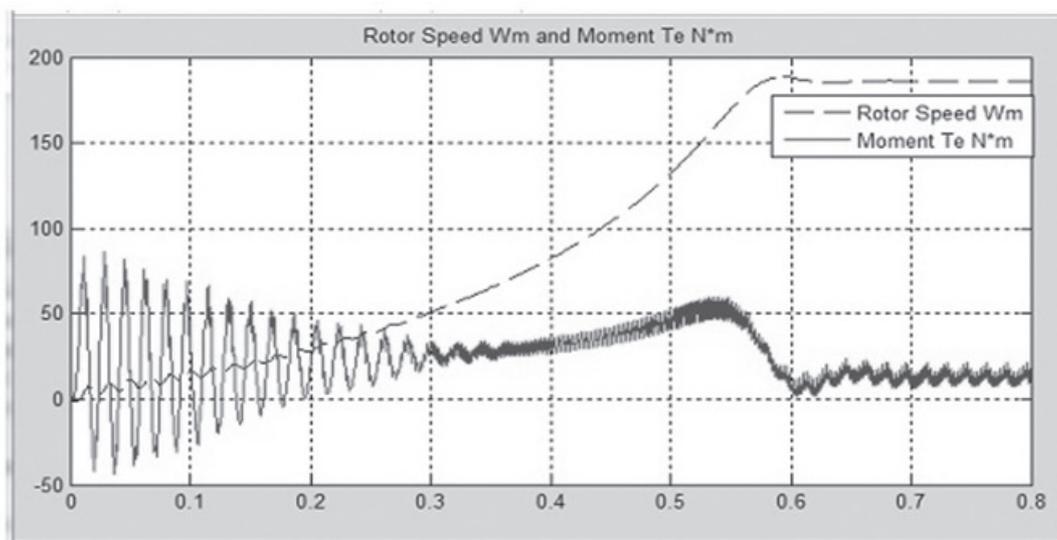
Из графиков рис. 9 легко видеть, что:

— время разгона при использовании блока **PWM6vectorOldMetod** больше по сравнению с использованием предлагаемых алгоритмов;

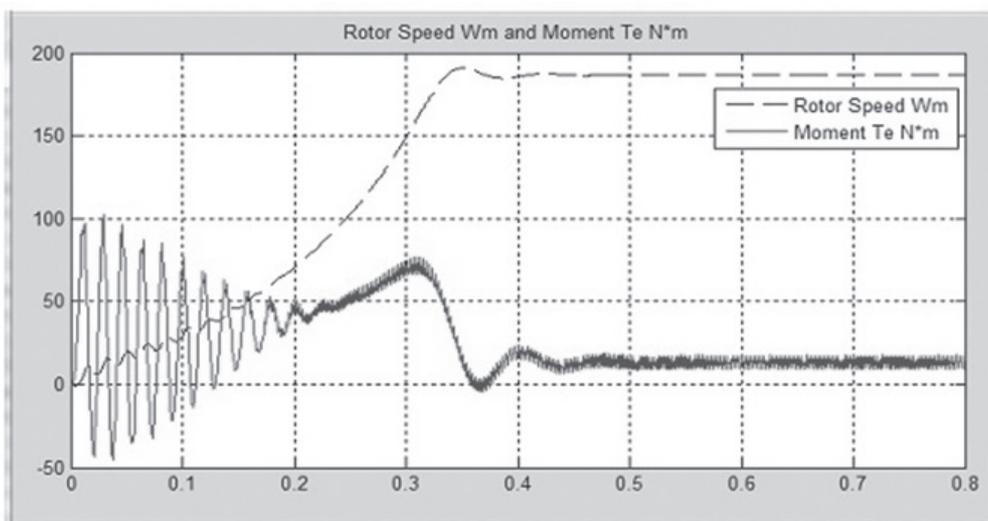
— амплитуда колебаний скорости и момента двигателя при использовании блока **PWM6vectorOldMetod** больше, чем при использовании предлагаемых способов;

— максимальный момент при использовании блока **PWM6vectorNewMetod3** наименьший.

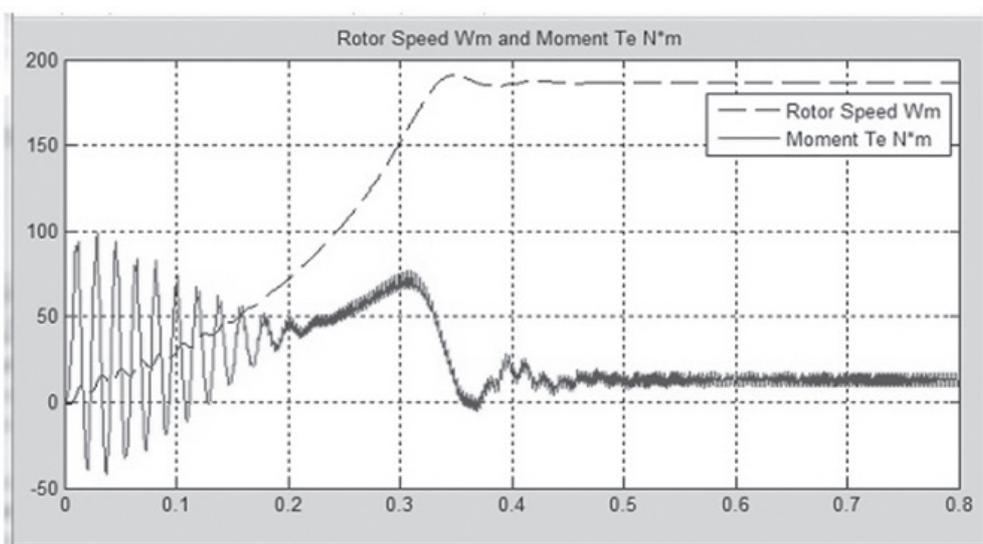
Проверка работоспособности алгоритмов проводилась на лабораторном макете рис. 10, а схема приведена на рис. 11.



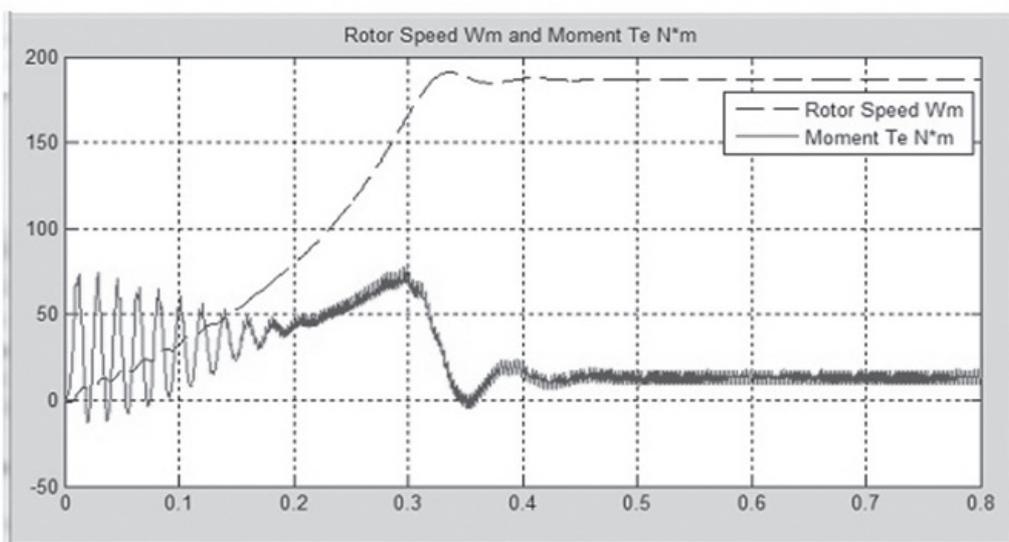
a)



б)



в)



г)

Рис. 9. Пуск двигателя при различных алгоритмах формирования векторной ШИМ: а — с блоком PWM6vectorOldMetod; б — с блоком PWM6vectorNewMetod1; в — с блоком PWM6vector 12SectorNewMetod2; г — с блоком PWM6vectorNewMetod3

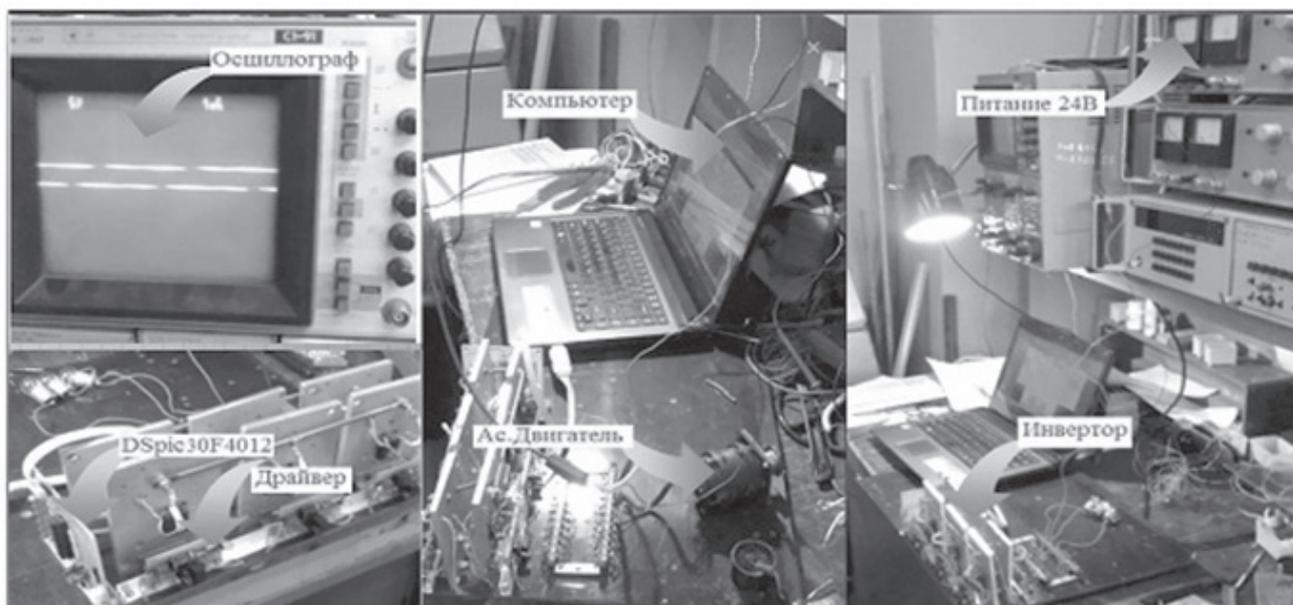


Рис. 10. Лабораторный макет

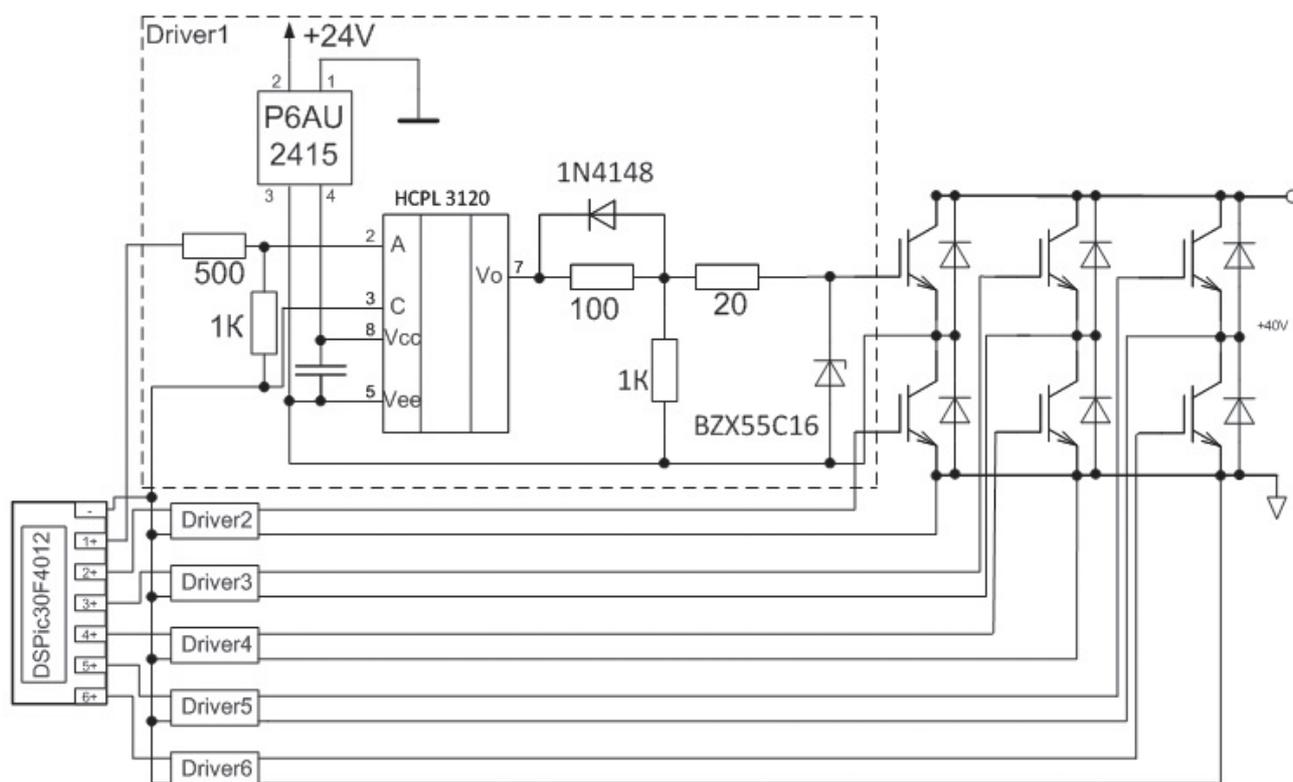


Рис. 11. Схема лабораторного макета

Результаты макетирования подтвердили работоспособность предложенных алгоритмов.

На рис. 12 приведены осциллограммы линейных напряжений на обмотках асинхронной машины. Из этих диаграмм видно, что предлагаемый алгоритм позволяет не только решить задачу исключения сквозных токов, но и без существенного увеличения динамических потерь повысить качество напряжения на обмотках двигателя.

### Выводы

Полученные аналитические выражения формирования управляющего слова для алгоритмов коммутации транзисторами трёхфазного мостового инвертора в режиме векторной ШИМ позволяют исключить сквозные токи первого рода в инверторе, повысить качество работы двигателя за счет уменьшения амплитуды колебания скорости враще-

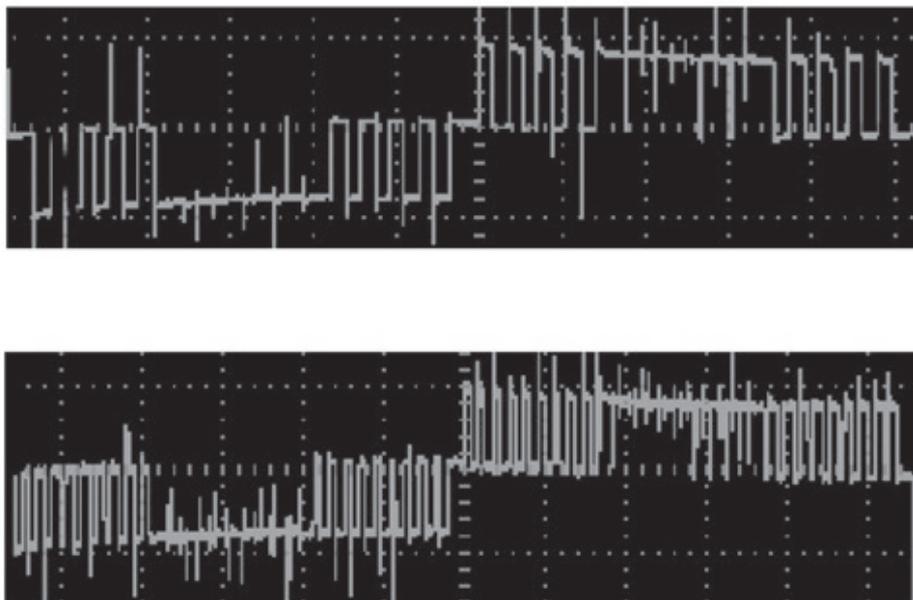


Рис. 12. Результаты моделирования: линейные напряжения при различном числе векторов на сектор

ния и момента асинхронного двигателя и повысить быстродействие привода.

**Библиографический список**

1. *Чаплыгин Е.Е., Хухтиков С.В.* Способ управления автономным инвертором напряжения с векторной ШИМ // Практическая силовая электроника. 2010. № 39. С. 40-43.
2. *Ogasawa S., Akagi H. and Nabae A.* A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverter Based on Space Vector Theory. European Power Electronics Conference, Aachen, Germany. Oct. 1989, pp. 1197-1202.
3. *Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Ульященко Г.М.* Централизованные транзисторные преобразователи электроэнергии для систем электроснабжения летательных аппаратов / Под ред. Е.В. Машукова. — М.: Изд-во МАИ, 2013. — 183 с.
4. *Попов Б.Н.* Методы проектирования микропроцессорных устройств управления мехатронными модулями систем приводов: дис. ... докт. техн. наук. — М., 2001. — 481 с.
5. *Фам Туан Тхань.* Разработка и исследование алгоритмов управления системой «Импульсный усилитель мощности - асинхронный двухфазный двигатель»: дис. ... канд. техн. наук. — М., 2005. — 188 с.
6. *Попов Б.Н., Фам Туан Тхань.* Устройства управления электродвигателями на платформе программируемой логики // Электронные компоненты. 2005. №2. С. 69-76.
7. *Попов Б.Н., Фам Т.Т.* Логические автоматы управления электродвигателями на платформе программируемой логики // Труды МАИ. 2005. №18. URL: <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=34193>
8. *Попов Б.Н.* Анализ и синтез законов управления системой «Импульсный усилитель мощности — электродвигатель» // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 1996. №3. С. 163-170.
9. *Анисимова Т.В., Данилина А.Н., Крючков В.В.* Способы повышения качества выходного напряжения инверторов со ступенчатым выходным напряжением // Вестник Московского авиационного института. 2010. Т. 17. № 1. С. 103-112.

## SWITCHING ALGORITHMS OPTIMIZATION FOR VECTOR PULSE-WIDTH MODULATION INVERTERS

Le Duc Tiep\*, Averin S.V.\*\*

Moscow Aviation Institute (National Research University),  
MAI, 4, Volokolamskoe shosse, Moscow, A-80, GSP-3, 125993, Russia

\* e-mail: letiep1@mail.ru

\*\* e-mail: acb@mai.ru

### Abstract

Implementation of vector pulse width modulation (VPWM) for of aircraft electric motor drives systems converters becomes one of topical trends. VPWM nowadays found application in many branches of industry and manufacturing to provide the quality of various electric motor drive systems control. Depending on motor connection to the inverter method several options of developing the power stage of the inverter are possible. The paper presents the structures most frequently used in practice. VPWM realization with three-phase bridge is most expedient. To control voltages across motor windings with microprocessor unit it is necessary to connect control action with switching sequence of power switches by analytic expression. It is necessary herewith to bear in mind that power semiconductor devices switching does not happen instantaneously. To obtain optimal analytic expression we used the technique based on Karnaugh-Veitch maps. The paper presents Karnaugh maps and command word (CW) generation for a three-phase bridge corresponding to the specified switching algorithm. It shows Karnaugh map permitted transitions. To obtain necessary command word allowing through currents elimination we suggest implementation of additional vectors. The states of power switches corresponding to these vectors are also presented. The paper presets such vector generating sequences, where the through currents do not occur, as well as the states preventing motor discontinuous currents. Analysis of suggested algorithms was carried out using MATLAB. Computer model of VPWM is presented. Breadboard testing fully confirmed the efficiency of suggested algorithms. The obtained analytical expressions for switching algorithms command word generation allowed eliminate through currents, reduce speed fluctuation amplitudes and induction motor torque ripples, as well as motor drive response speed.

**Keywords:** pulse-width modulation (PWM), electric motor drive, induction motor, vector PWM, Karnaugh map, three-phase inverter.

### References

1. Chaplygin E.E., Khukhtikov C.B. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2010, no. 39, pp. 40-43.
2. Ogasawa S., Akagi H. and Nabae A. A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverter Based on Space Vector Theory. *European Power Electronics Conference, Aachen, Germany*, Oct. 1989, pp. 1197-1202.
3. Mashukov E.V., Shevtsov D.A., Ul'yashchenko G.M. *Tsentralizovannyye tranzistornyye preobrazovateli elektroenergii dlya sistem elektrosnabzheniya letatel'nykh apparatov* (Centralized power transistor converters for aircraft power supply systems), Moscow, MAI, 2013, 183 p.
4. Popov B.N. *Metody proektirovaniya mikroprotsessornykh ustroystv upravleniya mekhatronnymi modulyami sistem privodov* (Methods of designing of Microprocessor based control techniques for mechatronic modules, drive systems), Doctor's thesis, Moscow, MAI, 2001, 481 p.
5. Fam Tuan Tkhan'. *Razrabotka i issledovanie algoritmov upravleniya sistemoi "Impul'snyi usilitel' moshchnosti - asinkhronnyi dvukhfaznyi dvigatel' "* (Design and study of "switched mode power amplifier –two-phase induction motor" system control algorithms), Doctor's thesis, Moscow, MAI, 2005, 188 p.
6. Popov B.N, Fam Tuan Tkhan' *Elektronnyye komponenty*, 2005, no. 2, pp. 69-76.
7. Popov B.N., Fam T.T. *Trudy MAI*, 2005, no. 18, available at: <http://www.mai.ru/science/trudy/eng/published.php?ID=34193>
8. Popov B.N *Izvestiya Rossiiskoi akademii nauk. Teoriya i sistemy upravleniya*, 1996, №3, pp. 169-170.
9. Anisimova T.V., Danilina A.N., Kryuchkov V.V. *Vestnik Moskovskogo aviatsionnogo instituta*, 2010, vol. 17, no. 1, pp. 103-112.