

дрович. – Барнаул, 2013. – 178 с. – Текст: электронный.

11. Лепендин, Л. Ф. Акустика / Л. Ф. Лепендин. – Москва: Высшая школа, 1978. – 448 с. – Текст: непосредственный.

12. Мезон, У. Физическая акустика / У. Мезон. – Москва: Мир, 1969. – 908 с. – Текст: непосредственный.

13. Патент № 2465582, G01N29/00, 2006 г. Российская Федерация, МПК G01N29/00. Способ определения тонины волокон / Калинин Ц. И., Куницын Р. А., Багаев А. А.; заявитель и патентообладатель ФГОУ ВПО АГАУ «Алтайский государственный аграрный университет». – № 2011116334/28; заявл. 25.04.2011; опубл. 2012.10.27, Бюл. № 30. – 7 с. – Текст: непосредственный.

#### References

1. Belitsin N.M. Spravochnik po khlopkopriadeniiu Izd. 2, pererab. i dop. / N.M. Belitsin. – Moskva: Legkaia i pishchevaia promyshlennost, 1955. – 728 s.

2. Bergman L. Ultrazvuk i ego primeneniye v nauke i tekhnike / L. Bergman; pod red. V.S. Grigoreva, L.D. Rozenberga. – Moskva: Izdatelstvo inostrannoi literatury, 1956. – 726 s.

3. Goliamina I.P. Ultrazvuk. Malenkaia entsiklopediia / I.P. Goliamina. – Moskva: Sovetskaia entsiklopediia, 1979. – 400 s.

4. Ermolov I.N. Nerazrushaiushchii kontrol / I.N. Ermolov, N.P. Aleshin, A. I. Potapov. - V 5 kn. Kn. 2. Akusticheskie metody kontrolya: prakt. posobie. – Moskva: Vyssh. shk., 1991. – 283 s.

5. Kalinin Ts.I. Ekspresnyi kontrol lineinoi plotnosti voloknistoi lenty: dis. ... kand. tekhn. nauk: 05.19.03. Kalinin Tsezar Ivanovich. – Moskva, 1990. – 149 s.

6. Kikuchi E. Ultrazvukovye preobrazovateli / E. Kikuchi. – Moskva: Mir, 1972. – 424 s.

7. Kliuev V.V. Pribory dlia nerazrushaiushchego kontrolya materialov i izdelii: spravochnik. V 2-kh kn. – Moskva: Mashinostroenie, 1976. – 391 s.

8. Kostiuikov A.F. Metod ultrazvukovogo kontrolya parametrov selskokhoziaistvennogo volokonogo syria: dis. ... kand. tekhn. nauk; 05.20.02; zashchishchena 30.03.12. – Barnaul, 2012. – 141 s.

9. Kukin G.N. Tekstilnoe materialovedenie. Iskhodnye tekstilnye materialy / G.N. Kukin, A.N. Solovov. – Moskva: Rostekhzdat, 1985. – 302 s.

10. Kunitsyn R.A. Metod ultrazvukovogo ekspres-kontrolya toniny neuporiadochennogo obraztsa merinosnoi shersti: dis. ... kand. tekhn. nauk: 05.20.02 / Kunitsyn Roman Aleksandrovich. – Barnaul, 2013. – 178 s.

11. Lependin L.F. Akustika. / L.F. Lependin. – Moskva: Vysshiaia shkola, 1978. – 448 s.

12. Mezon U. Fizicheskaia akustika / U. Mezon. – Moskva: Mir, 1969. – 908 s.

13. Sposob opredeleniia toniny volokon. Patent No. 2465582, G01N29/00, 2006 g. Rossiiskaia Federatsiia, MПК G01N29/00 / Kalinin Ts.I., Kunitsyn R.A., Bagaev A.A., FGOU VPO AGAU "Altaiiskii gosudarstvennyi agrarnyi universitet" – No. 2011116334/28, zaiavl. 25.04.2011 g.



УДК 62-83

DOI: 10.53083/1996-4277-2024-237-7-77-84

А.Ю. Кузнецов, В.А. Понуровский,  
И.Ю. Александров, М.В. Кокшарова  
A.Yu. Kuznetsov, V.A. Ponurovskiy,  
I.Yu. Aleksandrov, M.V. Koksharova

## ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И ИДЕНТИФИКАЦИИ РЕЖИМОВ ЕГО РАБОТЫ

### VARIABLE-FREQUENCY ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH PULSE-WIDTH MODULATION AND IDENTIFICATION OF ITS OPERATION MODES

**Ключевые слова:** частотно-регулируемый электропривод, асинхронный электродвигатель, диаграммы модулей обобщенных векторов, эквивалентные схемы замещения.

**Keywords:** variable-frequency drive (VFD), asynchronous motor, generalized vector module diagrams, equivalent substitution circuits.

Для осуществления автоматического управления трехфазными асинхронными электроприводами с частотным регулированием требуется информация о значениях некоторых внутренних параметров асинхронного двигателя, применяемого в сельском хозяйстве. Эти значения применяются при настройке автоматических регуляторов электропривода и при косвенном определении энергетического режима работы асинхронного короткозамкнутого электродвигателя. В связи с совершенствованием современных структурных схем автоматического регулирования асинхронного электропривода повышается необходимость разработки алгоритмов идентификации внутренних параметров асинхронного электродвигателя, в которых фазные напряжения и токи измеряются на выводах частотного преобразователя, исключая тем самым монтаж специальных датчиков контроля и вычисления потокосцепления. Бездатчиковые системы все более широко применяющихся способов вычисления обобщенного вектора потокосцепления и его проекций положены в основу разработанных универсальных алгоритмов идентификации. Приведен математический анализ исходных теоретических положений для идентификации внутренних параметров частотно-регулируемого короткозамкнутого асинхронного электропривода переменного тока и предложены многофункциональные алгоритмы считывания ряда внутренних параметров режима электродвигателя переменного тока, что особенно важно при настройке автоматических регуляторов и эксплуатации асинхронного частотно-регулируемого электропривода. Анализируя данные расчетов электромеханических и электромагнитных процессов, выполненных с помощью разработанных алгоритмов идентификации с заданными значениями внутренних параметров в исходной математической модели асинхронного двигателя, отмечается расхождение в пределах 1-2%, что свидетельствует о достижении высокой степени самоподстройки

автоматического регулятора при наладке и в процессе эксплуатации электропривода с частотным регулированием.

To implement automatic control of three-phase variable-frequency asynchronous electric drives, information is required on the values of some internal parameters of an asynchronous motor used in agriculture. These values are used when setting up automatic electric drive controllers and when indirectly determining the energy mode of operation of an asynchronous electric motor. In connection with the improvement of modern structural diagrams of automatic control of an asynchronous electric drive, there is an increasing need to develop algorithms for identifying the internal parameters of an asynchronous electric motor where phase voltages and currents are measured at the terminals of the frequency converter thereby eliminating the installation of special sensors for monitoring and calculating flux linkage. Sensorless systems are increasingly widely used methods for calculating the generalized flux linkage vector and its projections form the basis of the universal identification algorithms developed in this study. This paper concerns mathematical analysis of the initial theoretical principles for identifying the internal parameters of a frequency-controlled squirrel-cage AC induction electric drive and proposes multifunctional algorithms for reading a number of internal parameters of an AC electric motor mode which is especially important when setting up automatic regulators and operating an asynchronous variable-frequency electric drive. By analyzing data from calculations of electromechanical and electromagnetic processes performed using developed identification algorithms with given values of internal parameters in the original mathematical model of an asynchronous motor, a discrepancy of 1-2% is found which indicates the achievement of a high degree of self-adjustment of the automatic regulator during commissioning and during variable-frequency drive operation.

**Кузнецов Андрей Юрьевич**, к.т.н., доцент, ФГБОУ ВО Новосибирский ГАУ, г. Новосибирск, Российская Федерация, e-mail: montesuma2016@yandex.ru.

**Понуровский Виктор Андреевич**, к.т.н., доцент, ФГБОУ ВО Новосибирский ГАУ, г. Новосибирск, Российская Федерация, e-mail: v-a-pon@mail.ru.

**Александров Игорь Юрьевич**, к.т.н., доцент, ФГБОУ ВО Алтайский ГАУ, г. Барнаул, Российская Федерация, e-mail: ig.aleksandrov@mail.ru.

**Кокшарова Марина Васильевна**, к.п.н., доцент, ФГБОУ ВО Алтайский ГАУ, г. Барнаул, Российская Федерация, e-mail: koksharova70@mail.ru.

**Kuznetsov Andrey Yurevich**, Cand. Tech. Sci., Assoc. Prof., Novosibirsk State Agricultural University, Novosibirsk, Russian Federation, e-mail: montesuma2016@yandex.ru.

**Ponurovskiy Viktor Andreevich**, Cand. Tech. Sci., Assoc. Prof., Novosibirsk State Agricultural University, Novosibirsk, Russian Federation, e-mail: v-a-pon@mail.ru.

**Aleksandrov Igor Yurevich**, Cand. Tech. Sci., Assoc. Prof., Altai State Agricultural University, Barnaul, Russian Federation, e-mail: ig.aleksandrov@mail.ru.

**Koksharova Marina Vasilevna**, Cand. Pedagogic Sci., Assoc. Prof., Altai State Agricultural University, Barnaul, Russian Federation, e-mail: koksharova70@mail.ru.

## Введение

Для высококачественного автоматического управления асинхронными электроприводами с частотным регулированием регулятору постоянно требуется информация о ряде значений внутренних параметров электродвигателя пере-

менного тока с короткозамкнутым ротором, в том числе активные сопротивления статора  $R_s$  и ротора  $R_r$ ; индуктивностей намагничивания  $L_m$  и суммарной индуктивности рассеяния  $L_r$ , магнитной постоянной времени ротора  $T$  и коэффициента приведения ротора  $k$ . Эти значения в обя-

зательном порядке используются при настройке автоматических регуляторов электропривода и при косвенном определении параметров энергетического режима асинхронной машины.

Для практической реализации идентификации в последние годы разрабатываются всё более универсальные алгоритмы идентификации, положенные в основу методик все более широко применяющихся косвенных способов вычисления обобщённого вектора потокосцепления  $\overline{\Psi}_r$  и его проекций, через другие научно подтвержденные и технически доступные способы измерения параметров асинхронного электропривода [1], такие как угловая частота вращения ротора, статорное напряжение и ток, активные и индуктивные статорные и роторные сопротивления электродвигателя и ряд других электромагнитных переменных, что значительно упрощает конструкцию электропривода и схему автоматического управления [2].

**Цель** исследования: в связи с совершенствованием современных структурных схем автоматического регулирования асинхронного электропривода повышается необходимость разработки алгоритмов идентификации внутренних параметров асинхронного электродвигателя с частотным управлением, в которых контроль статорных фазных напряжений и токов машины реализуется непосредственно на выходных клеммах преобразователя частоты.

Для реализации описанной в работе цели целесообразно решение следующих научно-технических проблем:

1) выполнить математические исследования развивающихся в асинхронном электроприводе с широтно-импульсной модуляцией электро-механических процессов;

2) произвести математический анализ в рассматриваемой исходной математической модели асинхронного электропривода с широтно-импульсной модуляцией протекающих электро-механических процессов;

3) разработать универсальные алгоритмы идентификации внутренних параметров асинхронного электропривода для применения в косвенных способах вычисления при управлении и настройке.

### Материалы и методы

Для решения описанных выше научно-технических задач применено хорошо проработанное математической теорией описание про-

текающих при рабочих режимах электро-механических процессов в идеализированном электродвигателе переменного тока с частотным преобразователем, работающим на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [3] при питании от произвольного источника электрической энергии [4]:

$$\left. \begin{aligned} \overline{U}_s &= R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Psi}_s}{dt} + k \frac{d\overline{\Psi}_r}{dt} \\ kR_r T \overline{I}_s &= \overline{\Psi}_r + T \frac{d\overline{\Psi}_r}{dt} - j\omega T \overline{\Psi}_r \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Подставив во второе уравнение системы угловую скорость вращения ротора, равную нулю ( $\omega=0$ ), получим зависимость для режима пуска:

$$kR_r T \overline{I}_s = \overline{\Psi}_r + T \frac{d\overline{\Psi}_r}{dt}, \quad (2)$$

где  $\overline{U}_s$ ,  $\overline{I}_s$ ,  $\overline{\Psi}_r$  – соответственно, обобщённые векторы напряжения, тока и потокосцепления ротора.

Нахождение неизвестных внутренних параметров асинхронной машины заключается в измерении технически наиболее доступных параметров режима машины (статорных напряжений и токов, скорости) и последующем решении дифференциальных зависимостей (1) или (2) относительно переменных [5], за которые принимаются искомые неизвестные внутренние параметры машины, а измеренные параметры режима машины при этом становятся постоянными коэффициентами дифференциальных уравнений.

Идентификация внутренних параметров частотно-регулируемой машины непосредственно из системы (1) сопряжена с рядом технических трудностей. На практике целесообразно идентификацию указанных параметров производить более простыми вычислительными алгоритмами, основными на определение искомым параметров в пусковых режимах (при  $\omega=0$ ) и при питании этой машины неподвижными и между собой взаимопараллельными обобщёнными векторами выходного напряжения частотных преобразователей с ШИМ [6]. При этом уменьшается число измеряемых параметров режима машины, а также сокращается вдвое, из-за перехода от векторных  $\overline{I}_s$ ,  $\overline{U}_s$ ,  $k\overline{\Psi}_r$  к скалярным  $U_s$ ,  $I_s$ ,  $k\Psi_r$  параметрам режима, общее количество решаемых скалярного вида уравнений.

Это обеспечивается, если остановленная машина питается при однополярной ШИМ одним из создаваемых неподвижных ненулевых обобщённых векторов выходного напряжения в комбинации с нулевым значением обобщённого

вектора выходного напряжения частотного преобразователя, которое достигается одним из комбинаций состояний силовых ключей для АИН-ШИМ [7].

Возможность перехода от векторных значений параметров режима к скалярным достигается также и при двухполярной ШИМ, если остановленную машину питать только двумя неподвижными взаимно параллельными обобщёнными векторами выходного напряжения с номерами комбинаций состояний силовых ключей 1 и 4, 2 либо 5, либо 3 и 6 [7]. Исходя из сказанного, уравнения (1) и (2) преобразуются к скалярным соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} U_S &= R_S I_S + L_\sigma \frac{dI_S}{dt} + L_\sigma \frac{d(k\Psi_r)}{dt} \\ k^2 R_r I_S &= \frac{1}{T} (k\Psi_r) + \frac{d(k\Psi_r)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $U_S$ ,  $I_S$ ,  $k\Psi_r$  – соответственно, текущие значения обобщенных векторов напряжения, тока и модуля потокосцепления ротора, приведённого к статору машины.

Вычислив производную  $\frac{d(k\Psi_r)}{dt}$  из второго уравнения системы (3), получим математическое выражение, описывающее магнитные преобразования в застопоренном электродвигателе:

$$U_S = (R_S + k^2 R_r) \cdot I_S + L_\sigma \frac{dI_S}{dt} - \frac{(k\Psi_r)}{T} \quad (4)$$

Приложенное к статору машины напряжение  $U_S$  для рассматриваемой равномерной модуляции состоит из суммы постоянной  $U'$  и периодической  $U_n(t)$  составляющих, которые находятся из соотношений для АИН-ШИМ:

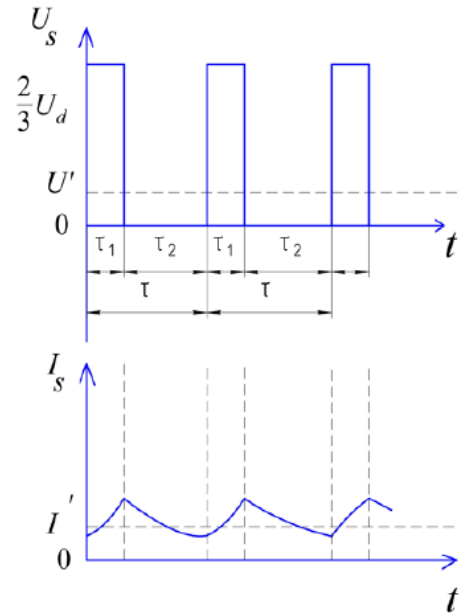
$$\left. \begin{aligned} U' &= \frac{1}{\tau} \int_0^\tau U_S dt = \frac{2}{3} \left( \frac{\tau_1}{\tau} \right) U_d \\ U_n(t) &= U_S - U' \\ \tau &= \tau_1 + \tau_2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

На рисунке 1 показаны временные диаграммы изменения модулей  $U_S$  и  $I_S$  соответствующих обобщённых векторов статорных напряжений и тока для стационарных режимов неподвижной асинхронной машины, питаемой от преобразователя частоты с ШИМ, создающих при однополярной равномерной (при  $\tau$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2 = const$ ) модуляции неподвижные параллельные обобщённые векторы выходного напряжения.

Для рассматриваемой магнитно ненасыщенной асинхронной машины постоянная  $U'$  и периодическая  $U_n(t)$  составляющие обобщённого вектора статорного напряжения создают в машине соответствующие постоянные  $I'$ ,  $(k\Psi')$  и

периодические  $I_n(t)$  и  $k\Psi_n(t)$ , формирующие части статорного тока  $I_S$  и приведённого к обмотке статора потокосцепления ротора  $k\Psi_r$ :

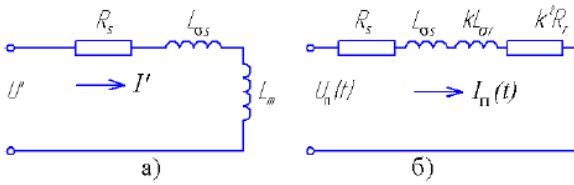
$$\left. \begin{aligned} I_S &= I' + I_n(t), \\ k\Psi_r &= k\Psi_r' + k\Psi_n(t) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$



**Рис. 1. Временные диаграммы модулей обобщённых векторов статорных напряжений и тока асинхронной машины при равномерной однополярной модуляции при питании от АИН-ШИМ**

Принимая во внимание присущую для питания асинхронного электродвигателя от рассматриваемых высокочастотных преобразователей особенность, характеризующуюся наличием в периодических формирующих частях потокосцепления тока и напряжения только гармонических составляющих высокого порядка (десятки килогерц) [8], можно преобразовать известную Т-образную схему замещения асинхронной машины [9] к двум её эквивалентным расчётным схемам, приведённым на рисунке 2. Эти схемы учитывают раздельное воздействие на машину постоянной составляющей  $U'$  и высокочастотной (периодической или модуляционной) составляющей  $U_n(t)$  питающего статорного напряжения  $U_S$ . При этом схема рисунка 2б получена из (5), пренебрегая слагаемым  $\frac{k\Psi_n \tau}{T} \approx 0$ , так как для общепромышленных асинхронных машин мощностью более 1 кВт при питании от преобразователя частоты с ШИМ с частотой модуляции более 1 кГц данное слагаемое составляет менее 0,01% [10].





**Рис. 2. Эквивалентные схемы замещения неподвижной асинхронной машины, питающейся переменным напряжением от частотного преобразователя с ШИМ: а – постоянной составляющей; б – модуляционной составляющей**

При равномерной однополярной модуляции величина постоянной формирующей части  $I'$  тока статора электродвигателя управляется согласно первому уравнению системы (5) путём изменения соотношения длительностей проводящего  $T_1$  и не проводящего  $T_2$  состояний в периоде  $T$  выходного напряжения частотного преобразователя с ШИМ (рис. 1) и рассчитывается из схемы замещения (рис. 2а) по формуле  $I' = \frac{U'}{R_s}$ .

Анализируя стационарный рабочий режим асинхронной машины при питании от преобразователя частоты с ШИМ, характеризующегося текущими значениями частоты  $\omega_1$  и величины  $I_1$  первой гармоники статорного тока машины, учтём, что для общепромышленных асинхронных машин мощностью свыше 1 кВт при питании от преобразователей частоты с ШИМ с частотой модуляции равной и более 1кГц, относительное значение  $\delta_\psi$  амплитуды модуляционных пульсаций потокосцепления ротора составляет очень малое значение ( $\delta_\psi = \frac{\Psi_r(t)}{\Psi_r} < 0,1\%$ ). Тогда запишем следующие соотношения, выполняющиеся на практике для стационарных рабочих режимов:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_r &\approx \Psi_{r1} = \text{const} \\ kE_{rx} &= \frac{d(k\Psi_r)}{dt} \approx 0 \\ kE &\approx kE_{ry} = \omega_{\Psi r} (k\Psi_r) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $\Psi_r$  – текущее значение модуля обобщённого вектора потокосцепления ротора;

$\Psi_{r1}$  – модуль обобщённого вектора потокосцепления ротора машины, образованного основными гармоническими составляющими фазных значений потокосцеплений ротора машины;

$\omega_r$  – угловая частота вращения обобщённого вектора потокосцепления ротора;

$k\Psi_r$  – модуль приведённого к статору обобщённого вектора потокосцепления ротора  $k\Psi_r$  машины;

$kE_r, kE_{rx}, kE_{ry}$  – соответственно, модуль приведенного к статору обобщённого вектора ЭДС ротора  $kE_r$  и его проекции на оси вращающейся координатной системы “х-у”, в которой ось абсцисс отождествляется с обобщённым вектором потокосцепления ротора асинхронной машины.

Для частного случая установившегося рабочего режима асинхронной машины на холостом ходу (при нагрузке  $M_c=0$ ) из первого и последнего уравнений системы (7), исходя из равенства в стационарном режиме на холостом ходу угловых частот потокосцепления и статорного тока  $\omega_{\Psi r}=\omega_1$ , а также равенства основных гармоник намагничивающей составляющей и полного статорного тока  $I_{1x}=I_1$ , справедлива зависимость:

$$kE_r = (kL_m)\omega_1 I_1, \quad (8)$$

где  $\omega_1$  и  $I_1$  – угловая частота и амплитуда первой гармоники фазного тока статора асинхронной машины.

Рассмотренные в статье алгоритмы идентификации внутренних параметров асинхронного электродвигателя, в которых фазные статорные напряжения и токи определялись на выводных клеммах частотного преобразователя, анализировались методом математического моделирования [11], результаты которого позволяют использовать методику идентификации при наладке и настройке автоматических регуляторов и эксплуатации электроприводов с преобразователями частоты с ШИМ. В исходной математической модели магнитно ненасыщенной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором менялись задаваемые численные значения внутренних параметров электродвигателя АО2-31 мощностью 2,2 кВт и рассчитывались электромеханические процессы при питании от трёхфазных АИН-ШИМ с частотами модуляции от 0,8 до 6 кГц.

### Результаты и обсуждения

Из первого уравнения системы (1) с учётом всегда выполняющихся на практике для стационарного режима неподвижной машины и проводящего состояния преобразователя с ШИМ следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} U_s &\gg R_s I_s; \text{ и } U_s \gg \frac{d(k\Psi_r)}{dt} \\ L_\sigma \frac{dI_s}{dt} &\gg R_s I_s; \text{ и } L_\sigma \frac{dI_s}{dt} \gg \frac{d(k\Psi_r)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

можно определить суммарную индуктивность рассеяния  $L_\sigma$  при заданной равномерной однополярной модуляции и формировании неподвижных параллельных обобщённых векторов выходного напряжения (рис. 1а):

$$L_\sigma \approx \frac{U_S(\xi)}{\left[\frac{dI_S(\xi)}{dt}\right]}, \quad (10)$$

где  $U_S(\xi)$  модуль статорного напряжения и производная  $\frac{dI_S(\xi)}{dt}$  модуля статорного тока машины на  $\xi$ -том интервале цифрового управления, принадлежащем проводящему временному интервалу  $\tau_1$  (рис. 1а).

Значение активного сопротивления статорной обмотки выводится из расчётной схемы (рис. 2а):

$$R_S = \frac{U'}{I'}. \quad (11)$$

Постоянная составляющая  $U'$  статорного напряжения рассчитывается из первого соотношения системы (5), а постоянная составляющая  $I'$  статорного тока определяется в виде:

$$I' = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau I_S dt \approx \frac{1}{\tau} \sum_1^N I_S(\xi) \cdot \Delta t, \quad (12)$$

где  $I_S(\xi)$  – значение модуля статорного тока машины, соответствующее текущему  $\xi$ -тому интервалу цифрового управления;

$N$  – число дискретных интервалов цифрового управления, расположенных в одном периоде  $\tau$  повторения выходного напряжения преобразователя частоты с ШИМ;

$\Delta t$  – длительность интервала дискретного цифрового управления.

При питании от преобразователя частоты с ШИМ неподвижными параллельными векторами напряжения при равномерной однополярной модуляции режима остановленного электродвигателя из расчётной схемы (рис. 2б) определим суммарное активное сопротивление машины:

$$R_\Sigma = R_S + k^2 R_r = \frac{[U' + L_\sigma \frac{dI_S(\xi)}{dt}]}{[I' - I_S(\xi)]}, \quad (13)$$

где  $I_S(\xi)$  и  $\frac{dI_S(\xi)}{dt}$  – значения статорного тока и его производной на  $\xi$ -том интервале цифрового управления, принадлежащем непроводящему состоянию преобразователя частоты с ШИМ. Данному непроводящему интервалу, обозначенному  $\tau_2$  на рисунке 1 преобразователя с ШИМ, соответствует с учётом второго соотношения из (5) следующее значение амплитуды периодической составляющей статорного напряжения:

$$U_{\Pi}(\xi) = -U'. \quad (14)$$

Приведённое к статору значение активного сопротивления ротора асинхронной машины рассчитывается из формулы:

$$k^2 R_r = R_\Sigma - R_S. \quad (15)$$

В установившемся режиме холостого хода асинхронные машины (при скорости  $\omega \neq 0$  и моменте нагрузки  $M_c=0$ ), характеризующемся любым видом ШИМ-модуляции (однополярной или двухполярной), частотой  $\omega_1$  и амплитудой  $I_1$  первой гармоники тока статора из (8), устанавливается выражение для вычисления приведённой индуктивности намагничивания:

$$kL_m = \frac{kE_r}{\omega_1 I_1}. \quad (16)$$

Амплитуда  $I_1$  первой гармоники тока статора при управлении модулем  $I_S$  обобщённого вектора тока статора в токовом коридоре устанавливается из формулы:

$$I_1 = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_S dt \approx \frac{1}{T_1} \sum_1^{N_1} I_S(\xi) \cdot \Delta t, \quad (17)$$

где  $I_S(\xi)$  – значение модуля обобщённого вектора статорного тока на  $\xi$ -том временном интервале цифрового управления;

$N_1$  – общее количество интервалов цифрового управления, приходящихся на период  $T_1$  основной гармоники статорного тока машины;

$\Delta t$  – длительность интервала дискретного квантования по времени.

Модуль  $kE_r$  приведённого к статору обобщённого вектора ЭДС ротора машины  $k\bar{E}$  в рассматриваемом режиме рассчитывается из следующих зависимостей:

$$kE_r = \left\{ \frac{4}{3} [(kE_{ra})^2 + (kE_{ra})(kE_{rb}) + (kE_{rb})^2] \right\}^{1/2} \left. \begin{array}{l} E_{ra} = U_{Sa} - R_S I_{Sa} - L_\sigma \frac{dI_{Sa}}{dt} \\ E_{rb} = U_{Sb} - R_S I_{Sb} - L_\sigma \frac{dI_{Sb}}{dt} \end{array} \right\}, \quad (18)$$

через два фазных текущих значения статорных напряжения  $U_{Sa}$ ,  $U_{Sb}$  и тока  $I_{Sa}$ ,  $I_{Sb}$ , а также через уже предварительно идентифицированные внутренние параметры машины  $R_S$  – активное сопротивление статора и  $L_\sigma$  – суммарная индуктивность рассеяния.

Электромагнитная постоянная времени  $T$  ротора машины вычисляется из формулы:

$$T = \frac{kL_m}{k^2 R_r}. \quad (19)$$

## Выводы

Сравнивая данные вычислений электромеханических и электромагнитных процессов, выполненных с помощью разработанных алгоритмов идентификации с соответствующими заданными значениями этих параметров в исходной моде-

ли, отмечается расхождение заданных и идентифицированных внутренних параметров асинхронного электродвигателя в пределах 1-2%.

Если на основе разработанной методики и идентифицированных значений внутренних параметров машины осуществлять без участия оператора расчёт передаточных функций автоматических регуляторов автоматически с помощью вычислителя входящего в состав САУ, то в электроприводе будут достигнуты режимы самонастройки автоматических регуляторов при наладке и самоподстройки в процессе эксплуатации электропривода. Реализация самонастройки автоматических регуляторов электропривода при наладке и их самоподстройки в эксплуатации снижает общую трудоёмкость наладки частотно-регулируемого электропривода переменного тока и обеспечивает последующую устойчивую работу и нормированное высокое качество электромеханических процессов, протекающих в электроприводах с преобразователями частоты с ШИМ независимо от изменения теплового режима машины и температуры окружающей среды.

#### Библиографический список

1. Иванов Ю. Г. Автоматизированная система управления электроприводом местной вентиляции коровника управляемым вектором потока воздуха / Ю. Г. Иванов, В. И. Затихайнов, Д. А. Понизовский. – Текст: непосредственный // Вестник ВИЭСХ. – 2016. – № 4 (25). – С. 34-40.
2. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе / Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, В. И. Абрамови [и др.]. – Текст: непосредственный // Электротехника. – 1996. – № 10. – С. 18-28.
3. Титов, В. Г. Алгоритмы управления на базе множественной регрессии инвариантными технологическими системами с электроприводами / В. Г. Титов, О. В. Крюков. – Текст: непосредственный // Известия высших учебных заведений. Электротехника. – 2021. – Т. 64, № 2. – С. 32-38.
4. Кудряшов Г. С. Влияние высших гармоник на работу электрооборудования в сельских распределительных сетях / Г. С. Кудряшов, А. Н. Третьянов. – Текст: непосредственный // Электротехнологии и электрооборудование в АПК. – 2022. – Т. 69, № 4 (49). – С. 137-142.

5. Программируемый электромагнитный привод дозирующего устройства / В. А. Каргин, К. М. Усонов, А. В. Волтин [и др.]. – Текст: непосредственный // Электротехнологии и электрооборудование в АПК. – 2023. – № 4 (53). – С. 78-84.

6. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: РАН Уральское отделение, 2000. – 653 с. – Текст: непосредственный.

7. Соколовский, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным управлением / Г. Г. Соколовский. – Москва: ИЦ «Академия», 2006. – 272 с. – Текст: непосредственный.

8. Кудряшов, Г. С. Влияние потерь электроэнергии на надежность электрооборудования в сельской электросети 0.4 кВт / Г. С. Кудряшов, А. Н. Третьянов, О. Н. Шлак. – Текст: непосредственный // Электротехнологии и электрооборудование в АПК. – 2021. – Т. 68, № 1 (42). – С. 34-38.

9. Исследование электромагнитного аппарата аксиального исполнения электротехнологических процессов в сельском хозяйстве / А. Н. Адошев, С. Н. Антонов, А. Н. Гревцев, С. Н. Горайнов. – Текст: непосредственный // Электротехнологии и электрооборудование в АПК. – 2023. – Т. 70, № 4 (53). – С. 85-94.

10. Браславский, И. Я. Асинхронный энергосберегающий электропривод / И. Я. Браславский, З. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков. – Москва: Академия, 2004. – 256 с. – Текст: непосредственный.

11. Корн, Г. П. Справочник по математике для научных работников / Г. П. Корн, Т. Д. Корн. – Москва: Наука, 1974. – 832 с. – Текст: непосредственный.

#### References

1. Ivanov Iu.G. Avtomatizirovannaia sistema upravleniia elektroprivodom mestnoi ventilatsii korovnika upravliaemym vektorom potoka vozdukha / Iu.G. Ivanov, V.I. Zatikhainov, D.A. Ponizovskii // Vestnik VIESKh. – 2016. – No. 4 (25). – S. 34-40.
2. Datskovskii L.Kh. Sovremennoe sostoianie i tendentsii v asinkhronnom chastotno-reguliruемом elektroprivode / L.Kh. Datskovskii, V.I. Rogovoi, V.I. Abramovich i dr. // Elektrotekhnik. – 1996. – No. 10. – S. 18-28.
3. Titov V.G. Algoritmy upravleniia na baze mnozhestvennoi regressii invariantnymi tekhnolog-

ichesкими sistemami s elektroprivodami / V.G. Titov, O.V. Kriukov // Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Elektrotehnika. – 2021. – T. 64, No. 2. – S. 32-38.

4. Kudriashov G.S. Vliianie vysshikh garmonik na rabotu elektrooborudovaniia v selskikh raspredelitelnykh setiakh / G.S. Kudriashov, A.N. Tretianov. // Elektrotehnologii i elektrooborudovanie v APK. – 2022. – T. 69, No. 4 (49). – S. 137-142.

5. Kartin V.A. Programmiruemiy elektromagnitnyi privod doziruiushchego ustroystva / V.A. Kartin, K.M. Usonov, A.V. Voltin, V.A. Strelnikov, A.P. Monseev // Elektrotehnologii i elektrooborudovanie v APK. – 2023. – No. 4 (53). – S. 78-84.

6. Shreiner R.T. Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovateliami chastoty / R.T. Shreiner. – Ekaterinburg: RAN Uralskoe otdelenie, 2000. – 653 s.

7. Sokolovskii G.G. Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym upravleniem / G.G. Sokolovskii. – Moskva: ITs “Akademiiia”, 2006. – 272 s.

8. Kudriashov G.S. Vliianie poter elektroenergii na nadezhnost elektrooborudovaniia v selskoi elektroseti 0.4 kVt / G.S. Kudriashov, A.N. Tretianov, O.N. Shlak // Elektrotehnologii i elektrooborudovanie v APK. – 2021. – T. 68, No. 1 (42). – S. 34-38.

9. Adoshev A.N. Issledovanie elektromagnitnogo apparata aksialnogo ispolneniia elektrotehnologicheskikh protsessov v selskom khoziaistve / A.N. Adoshev, S.N. Antonov, A.N. Grevtsev, S.N. Goriainov // Elektrotehnologii i elektrooborudovanie v APK. – 2023. – T. 70, No. 4 (53). – S. 85-94.

10. Braslavskii I.Ia. Asinkhronnyi energosberegaiushchii elektroprivod / I.Ia. Braslavskii, Z.Sh. Ishmatov, V.N. Poliakov. – Moskva: Akademiia, 2004. – 256 s.

11. Korn G.P. Spravochnik po matematike dlia nauchnykh rabotnikov / G.P. Korn, T.D. Korn. – Moskva: Nauka, 1974. – 832 s.



УДК 631.12

DOI: 10.53083/1996-4277-2024-237-7-84-89

М.В. Халин, Т.М. Халина, А.Б. Дорош

M.V. Khalin, T.M. Khalina, A.B. Dorosh

## СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ОБОГРЕВОМ ШКАФОВ УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

### AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS FOR ELECTRIC POWER METERING CABINET HEATING

**Ключевые слова:** *многоэлектродный композиционный электрообогреватель, система автоматического управления, греющий карбоновый кабель, обогрев щита учета электроэнергии, тепловизионные испытания, термошкаф.*

Выполнен анализ способов обогрева термошкафа – щита учета электроэнергии с оборудованием и дополнительно смонтированной в нем системой автоматического управления (САУ) на основе многоэлектродных композиционных электрообогревателей (МКЭ) или греющего карбонового кабеля 12к. Представлены принципиальные схемы и спецификации САУ рассматриваемых способов обогрева. Для получения графиков зависимостей температуры в местах установки термосопротивлений от времени охлаждения термошкафа в термобарокамере для различных САУ обогревом определены места установки термосопротивлений: внутри термошкафа – в зоне термостата, управляющего нагревом; в верхней части термошкафа – на уровне счетчика электроэнергии и на верхнем электрообогре-

вателе справа; в нижней части термошкафа – на нижнем электрообогревателе справа и нижнем электрообогревателе слева; в термобарокамере – над термошкафом. Проведено исследование работоспособности оборудования термошкафа при отрицательных температурах. Использование термобарокамеры ТВV-2000 ИЛКА дало возможность выполнить комплекс теплофизических испытаний различных САУ обогревом при отрицательных температурах окружающей среды. Полученные результаты позволяют установить стабильную работу предложенных САУ обогревом при использовании электрообогревателей МКЭ до  $-60^{\circ}\text{C}$ ; при использовании карбонового кабеля 12к – до  $-45^{\circ}\text{C}$ . Осуществлен выбор рациональной САУ обогревом. Выполненная тепловизионная диагностика применяемых электрообогревателей МКЭ показала равномерность тепловых полей и эффективность локального поверхностно-распределенного электрообогрева, что позволяет определить рациональные зоны расположения МКЭ в термошкафу.