

## СИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ И ЕГО МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

А.Н. ГОЛУБЕВ, В.А. МАРТЫНОВ  
ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
Иваново, Российская Федерация  
E-mail: alenikgo@yandex.ru, zav@toe.spu.ru

### Авторское резюме

**Состояние вопроса:** Одним из вариантов построения электропривода с улучшенными технико-экономическими характеристиками является его реализация на основе исполнительного двигателя с увеличенным числом фаз. Однако существующие математические модели синхронного двигателя и известные подходы к синтезу электро-механической системы на его основе не учитывают специфику  $m$ -фазной машины ( $m > 3$ ) как объекта управления.

**Материалы и методы:** Для моделирования многофазного синхронного электропривода и синтеза системы автоматического управления использовался математический аппарат спектральных векторов, приведенных к пространственным гармоникам поля.

**Результаты:** Рассмотрены рациональные принципы построения синхронных  $m$ -фазных электроприводов. Предложена структура синхронного электропривода с улучшенными энергетическими характеристиками. Приведены результаты его имитационного моделирования.

**Выводы:** Показано, что для повышения энергетических показателей синхронного ЭП необходимо целенаправленно формировать электромагнитное состояние  $m$ -фазного синхронного двигателя в общем случае по всем его энергетическим каналам.

**Ключевые слова:** синхронный электропривод, многофазный двигатель, энергетические характеристики.

## SYNCHRONOUS ELECTRICAL DRIVE WITH IMPROVED CHARACTERISTICS AND ITS MATHEMATICAL SIMULATION

A.N. GOLUBEV, V.A. MARTYNOV  
Ivanovo State Power Engineering University, Ivanovo, Russian Federation  
E-mail: alenikgo@yandex.ru, zav@toe.spu.ru

### Abstract

**Background:** One of the ways to build an advanced electrical drive with improved technical and economical characteristics is to use it on the basis of the actuating motor with the increased number of phases. However, the existing mathematical models of synchronous motor and well-known approaches to the synthesis of electromechanical system do not take into account the specificity of  $m$ -phase machine ( $m > 3$ ) as the object of control.

**Materials and methods:** The mathematical apparatus of spectral vectors given to spatial harmonic field is used to simulate a polyphase synchronous electric drive and thy synthesis of automatic control system.

**Results:** Efficient methods of building the synchronous  $m$ -phase electrical drives are considered. Advanced synchronous electrical drive structure with improved performance characteristics is suggested. The Results of its simulating modeling are given.

**Conclusions:** It is shown that intentional shaping of electromagnetic condition of  $m$ -phase synchronous electrical drive in general case for all electrical channels is necessary to improve its performance.

**Key words:** synchronous electrical drive, multiphase drive, power engineering characteristics.

Одним из вариантов построения электропривода (ЭП) переменного тока с улучшенными технико-экономическими характеристиками (повышенные КПД и надежность, расширенный диапазон регулирования скорости, оптимизированные показатели электромагнитной совместимости с силовым источником и др.) является его реализация на основе исполнительного двигателя с увеличенным ( $m > 3$ ) числом фаз статорной обмотки [1]. Однако если в асинхронном ЭП это приводит к улучшению всего спектра основных эксплуатационных показате-

лей практически при любом законе частотного управления, то при использовании синхронного двигателя (СД) его особенности как объекта управления обуславливают в общем случае необходимость принятия дополнительных специальных мер для повышения энергетических показателей  $m$ -фазной электро-механической системы. Эти меры должны способствовать полному проявлению такого специфического свойства  $m$ -фазной машины как создание высшими гармоническими тока с порядковыми но-

мерами, меньшими числа фаз, дополнительных постоянных составляющих электромагнитного момента [1, 2]. Ниже определяются рациональные законы управления  $m$ -фазным СД.

С использованием спектральных векторов, приведенных к  $\nu$ -м пространственным гармоникам,

$$\bar{Y}_{(\nu)} = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N y_{ik} e^{j\nu\pi \left[ \frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right]}, \quad (1)$$

где  $y_{ik}$  – некоторая электромагнитная переменная  $k$ -й фазы  $i$ -й  $N$ -фазной (из общего числа  $m/N$ ) симметричной системы гальванически связанных фаз, уравнения  $m$ -фазного СД в системе координат ротора имеют следующий вид [2]:

$$\bar{U}_{s(\nu)}^p = \bar{I}_{s(\nu)}^p R_s + p \bar{\Psi}_{s(\nu)}^p + j\nu \omega \bar{\Psi}_{s(\nu)}^p; \quad (2)$$

$$u_f = \dot{i}_f R_f + p \Psi_f; \quad (3)$$

$$\bar{\Psi}_{s(\nu)}^p = (L_{sl} + L_{m(\nu)}) \bar{I}_{s(\nu)}^p + M_{(2\nu)} \bar{I}_{s(\nu)}^p + M_{f(\nu)} \dot{i}_f; \quad (4)$$

$$\Psi_f = \dot{L}_f \dot{i}_f + \sum_{\nu=1} \operatorname{Re} \left\{ M_{f(\nu)} \bar{I}_{s(\nu)}^p \right\}; \quad (5)$$

$$M_{эм(\nu)} = \frac{m}{2} Z_p \nu \operatorname{Im} \left\{ M_{(2\nu)} \bar{I}_{s(\nu)}^p + \dot{i}_f M_{f(\nu)} \bar{I}_{s(\nu)}^p \right\}; \quad (6)$$

$$M_{эм} = \sum_{\nu=1} M_{эм(\nu)}. \quad (7)$$

Поскольку каждое из уравнений (2), (4) и (6) в общем случае должно записываться как  $B = m[(N-1)/2 + 0,5]/N$  раз ( $[\ ]$  – оператор выделения целой части), структура  $m$ -фазного СД как объекта управления может быть представлена совокупностью  $B$  параллельных подструктур или энергетических каналов для  $\nu$ -х пространственных гармонических [2].

Анализ (6) показывает, что в квазиустановившемся режиме гармонический состав  $\nu$ -й составляющей электромагнитного момента характеризуется спектром вектора  $\bar{I}_{s(\nu)}^p$ . Определяя фазный ток статора как

$$i_{skl} = \sum_{\mu=1}^{\infty} I_{s\mu} \sin \left[ \mu \omega_0 t - \varphi_{s\mu} - \mu \pi \left[ \frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right] \right],$$

для вектора  $\bar{I}_{s(\nu)}^p$  можно записать

$$\bar{I}_{s(\nu)}^p = \begin{cases} \sum_{\mu=1}^{\infty} I_{s\mu} e^{j[(\mu-\nu)\omega_0 t - \varphi_{s\mu}]} & \forall \mu = \nu + bmQ, \\ 0 & \forall \mu \neq \nu + bmQ, \end{cases} \quad (8)$$

где  $b = 2$  (при  $N = 2N'$   $b = 1$ );  $Q = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$ .

В соответствии с (8), переменная составляющая электромагнитного момента  $m$ -фазного СД определяется частотами

$$\omega_M = bmQ\omega_0, \quad (9)$$

а временные гармоники  $\mu$  тока с порядковыми номерами  $\mu = \nu$  определяют постоянные составляющие момента синхронной машины.

Сказанное в полной мере относится и к асинхронному двигателю (АД), управление которым, в силу автономности  $\nu$ -х подструктур, составляющих его модель как объекта управления, может осуществляться по одному (для  $\nu = 1$ ) каналу (одноканальная САУ), определяющему основную энергетику АД и, в соответствии с (9), основную частоту пульсации его электромагнитного момента.

В отличие от  $m$ -фазного асинхронного ЭП, при реализации управления  $m$ -фазным СД только по основному энергетическому каналу (для  $\nu = 1$ ) наличие общего канала возбуждения (см. соотношения (4) и (5)) произвольным (неконтролируемым) образом меняет взаимное расположение векторов тока статора и потокоцеплений, приведенных к высшим ( $\nu > 1$ ) пространственным гармоническим. В результате для  $\nu$ -й пространственной гармонической тока постоянная составляющая электромагнитного момента может оказаться отрицательной, а поток энергии по  $\nu$ -му энергетическому каналу может изменить свое направление на противоположное, т. е. от СД к источнику.

Таким образом, для повышения энергетических показателей синхронного ЭП следует целенаправленно формировать электромагнитное состояние  $m$ -фазного СД в общем случае по всем  $B$  энергетическим каналам. Обобщенная функциональная схема такой многоканальной САУ приведена на рис. 1. Ее характерной особенностью является отсутствие замкнутых контуров регулирования фазных токов в связи с отказом от формирования последних для  $m$ -фазного СД ( $m > 3$ ) по синусоидальному закону (высшие гармоники фазных токов с порядковыми номерами, меньшими числа фаз, обуславливают появление дополнительных постоянных составляющих электромагнитного момента [1]). Вычислительное устройство ВУ на основании информации о векторе фазных токов  $[i_{сф}]$  восстанавливает приведенные к  $\nu$ -м пространственным гармоническим спектральные векторы тока статора  $\bar{I}_{s(\nu)}$  в соответствии с соотношением (1). Блок нелинейностей БН формирует задание на ортогональные составляющие векторов  $\bar{I}_{s(\nu)}$  в системах декартовых координат, вращающихся со скоростями  $\nu\omega$ . Необходимо отметить, что, поскольку энергетика СД в основном определяется низшими гармониками, для упрощения практической реализации САУ количество ее каналов можно ограничить числом, меньшим  $B$ , задав в преобразователе координат ПК1, в целях обеспечения однозначности восстановления фазных напряжений на основе обратного разложения

векторов для остальных  $v$   $\bar{U}_{s(v)}$ ,  $\bar{U}_{s(v)} = 0$ . Последнее будет определять отсутствие в фазных напряжениях и, соответственно, токах временных гармоник  $\mu$ , удовлетворяющих соотношению

$$\mu = v + 2mQ. \quad (10)$$

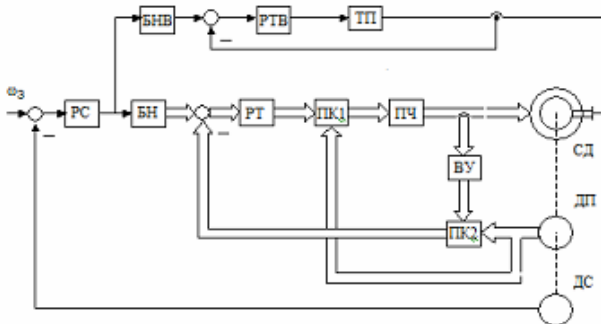


Рис. 1. Функциональная схема  $m$ -фазного синхронного ЭП: РС, РТ, РТВ – регуляторы скорости, составляющих векторов тока статора и тока возбуждения соответственно; БН, БНВ – блоки нелинейностей; ПК1, ПК2 – преобразователи координат; ПЧ – преобразователь частоты; ТП – транзисторный преобразователь; ВУ – вычислительное устройство; ДП, ДС – датчики положения и скорости соответственно

Вообще говоря, поскольку  $B < m$ , что равносильно неравенству  $v < m$ , форму фазных токов, в соответствии с (10), в основном будут определять низкочастотные гармоники  $\mu$ , большая часть энергии которых идет на создание дополнительных постоянных составляющих момента, в отличие от гармоник  $\mu > m$ , обуславливающих в основном пульсации электромагнитного момента и дополнительные потери [1]. Это выгодно отличает подобные САУ от систем с управлением только по одному, основному, энергетическому каналу, повышая их КПД, в том числе, за счет уменьшения потерь в стали путем улучшения спектрального состава магнитного поля в воздушном зазоре СД.

Обеспечение режимов работы  $m$ -фазных СД с заданными (номинальными) значениями модулей векторов  $\bar{\Psi}_{s(v)}$  и коэффициентом мощности по каждому каналу, равным единице, требует принудительного задания ортогональных составляющих векторов  $\bar{I}_{s(v)}$ , удовлетворяющих соотношениям:

$$I_{s(v)d} \Psi_{s(v)} = \left( I_{s(v)d}^2 + I_{s(v)q}^2 \right)^{0.5} L_{q(v)} I_{s(v)q}; \quad (11)$$

$$\Psi_{s(v)}^2 = \left( L_{d(v)} I_{s(v)d} + M_{f(v)} \dot{I}_f \right)^2 + \left( L_{q(v)} I_{s(v)q} \right)^2. \quad (12)$$

При этом

$$M_{эм(v)} = \frac{m}{2} Z_p v \Psi_{s(v)} I_{s(v)}. \quad (13)$$

Решением уравнений (11)–(13) являются функции  $I_{s(v)d} = f_{v1}(\Psi_{s(v)}, M_{эм(v)}, \dot{I}_f)$  и

$$I_{s(v)q} = f_{v2}(\Psi_{s(v)}, M_{эм(v)}, \dot{I}_f), \quad \text{которые должны}$$

формироваться блоками нелинейности БН. Однако, как показывают исследования, наличие в этих функциях общего аргумента – тока возбуждения  $\dot{I}_f$  – обуславливает возможность решения уравнений вида (11)–(13) одновременно для всех  $B$  векторов  $\bar{I}_{s(v)}^p$  только

в узком секторе вариации угла нагрузки, что при высоких энергетических показателях ограничивает возможность практического применения данного принципа управления электромеханическими системами с малыми диапазонами изменения нагрузки.

Снятие указанного ограничения на изменение угла нагрузки обуславливает отказ от выполнения для  $v > 1$  уравнения

$$\text{Re} \left[ \Psi_{s(v)}^* \bar{I}_{s(v)} \right] = 0 \quad (14)$$

в рамках сохранения ортогональности потокосцепления  $\bar{\Psi}_{s(1)}$  и тока  $\bar{I}_{s(1)}$  по первому энергетическому каналу. При этом функции, реализуемые блоками нелинейностей БН для  $v > 1$ , могут быть рассчитаны исходя из выбранного соотношения  $M_{эм(v)} / M_{эм(1)}$ , например  $M_{эм(v)} = M_{эм(1)} / v^2$ , при минимизации модулей  $\bar{I}_{s(v)}$  или принятого соотношения  $\bar{I}_{s(v)} / \bar{I}_{s(1)}$ , в частности  $\bar{I}_{s(v)} = \bar{I}_{s(1)} / v$ .

Как показывают исследования, такое управление обеспечивает высокие значения КПД по всем энергетическим каналам в широком диапазоне изменения нагрузки. Однако неконтролируемый фазовый сдвиг между векторами  $\bar{I}_{s(v)}$  и, соответственно,  $\bar{U}_{s(v)}$ , а также снижение коэффициентов мощности по каналам для  $v > 1$ , вследствие отказа от выполнения соотношения (14), приводят к ухудшению формы фазных напряжений и токов, проявляющемуся в появлении в них значительных по величине пиков. Так, при номинальной нагрузке на валу пики напряжения и тока у 12-фазного двигателя мощностью 5 кВт по отношению к амплитудным значениям соответствующих номинальных параметров достигают соответственно значений 1,8 и 1,5.

Принципиальное устранение недостатка предыдущего принципа управления, связанного с неконтролируемостью начальных фаз векторов  $\bar{I}_{s(v)}$ , обеспечивает САУ с ортогональной ориентацией векторов  $\bar{I}_{s(v)}^p$  относительно продольной оси ротора. Такой принцип широко применяется для управления 3-фазными СД с постоянными магнитами. При таком управлении при увеличении нагрузки на валу имеет место возрастание модуля потокосцепления из-за

реакции якоря. Следует отметить, что у СД с постоянными магнитами, вследствие их конструктивных особенностей, реакция якоря количественно проявляется, как показали проведенные исследования, относительно слабо. В случае явнополюсного  $m$ -фазного СД с электромагнитным возбуждением для ограничения возрастания потока в допустимых пределах его следует проектировать, выбирая меньшие (из стандартного диапазона) значения коэффициента полюсной дуги и увеличивая до полутора-двух раз величину воздушного зазора. Последнее обуславливает возрастание перегрузочной способности машины, что особенно важно для ЭП, работающих в сложных динамических режимах, и соответствует принципу полной конструктивной вариативности исполнительного двигателя, исходя из требований к ЭП, проявляющемуся в частности в изменении числа фаз статорной обмотки [1].

При осуществлении управления с ортогональной ориентацией  $\vec{I}_{s(v)}^p$  относительно продольной оси ротора в БН (рис. 1) реализуются соотношения  $I_{s(v)d} = 0$  и  $I_{s(v)q} = k_v M_{эм(v)}$ .

При имитационном моделировании электро-механической системы, а также синтезе САУ и разработке ее функциональных элементов наличие корректной информации о параметрах исполнительного двигателя как объекта управления имеет важнейшую роль. Неполнота и невысокая достоверность информации о характеризующих объект параметрах сводят к минимуму усилия по повышению точности описания электромагнитных процессов в электрической машине.

Для  $m$ -фазной синхронной машины важнейшее значение приобретает определение ее индуктивных параметров. В таких машинах стремление обмоточных коэффициентов для высших пространственных гармоник к единице делает распределение магнитной индукции в воздушном зазоре даже при круглом роторе существенно несинусоидальным. Характер собственных и взаимных индуктивностей фаз становится иным, что не позволяет использовать для их определения эмпирические формулы, полученные для 3-фазных машин. Определение индуктивных параметров может быть осуществлено на основе метода интегральных уравнений [3]. С его использованием, задав геометрию активных частей машины (статора и ротора), можно определить собственные и взаимные индуктивности при любом числе фаз и исполнении обмоток. Достоинство данного метода в том, что он распространяется как на явно-, так и неявнополюсные машины, а также позволяет в принципе учесть неравномерность воздушного зазора, обусловленную зубчатостью статора и ротора, и реальную геометрию обмоток.

Расчет индуктивных параметров методом интегральных уравнений основан на уравнении

Фредгольма второго рода, формируемом с использованием векторного магнитного потенциала. С использованием теоремы Стокса окончательные выражения для определения индуктивностей имеют вид:

$$L_s = \frac{\sum_{i=1}^{w_s} \Phi_i}{I_s} = \frac{\mu_0 l_0}{2\pi} \sum_{i=1}^{w_s} \left( \sum_{j=1}^{w_s} \ln \frac{R_{21ji} R_{12ji}}{R_{11ji} R_{22ji}} + \sum_{j=1}^M \frac{\sigma_j}{I_s} \Delta l_j \ln \frac{R_{2ij}}{R_{1ij}} \right);$$

$$L_r = \frac{\mu_0 l_0}{2\pi} \sum_{i=1}^{w_r} \left( \sum_{j=1}^{w_r} \ln \frac{R_{21ji}^r R_{12ji}^r}{R_{11ji}^r R_{22ji}^r} + \sum_{j=1}^M \frac{\sigma_j}{I_r} \Delta l_j \ln \frac{R_{2ij}^r}{R_{1ij}^r} \right);$$
(15)

$$L_{sr} = \frac{\mu_0 l_0}{2\pi} \sum_{i=1}^{w_s} \left( \sum_{j=1}^{w_r} \ln \frac{R_{21ji}^{sr} R_{12ji}^{sr}}{R_{11ji}^{sr} R_{22ji}^{sr}} + \sum_{j=1}^M \frac{\sigma_j}{I_s} \Delta l_j \ln \frac{R_{2ij}^r}{R_{1ij}^r} \right).$$

Смысл параметров, входящих в систему уравнений (15), приведен в [3], при этом плотности поверхностных токов  $\sigma_j$  определяются на основе решения системы линейных алгебраических уравнений [3]

$$\sum_{j=1}^M \left( c_{mj} + \frac{\lambda_m}{\pi} a_{mj} \right) \sigma_j = b_m. \quad (16)$$

На рис. 2 для 9-фазного синхронного ЭП мощностью 6 кВт с принципом управления, реализующим ортогональную ориентацию  $\vec{I}_{s(v)}^p$  относительно продольной оси ротора, приведены полученные путем имитационного моделирования кривые составляющих электромагнитного момента для  $v = 1; 3; 5; 7$  (рис. 2, а, б, в, г) при пуске на номинальную скорость с номинальной нагрузкой на валу, а на рис. 3 – кривая фазного тока (на рис. 2, 3 составляющие момента – в Нм, ток – в А).

Как показывает анализ полученных кривых (рис. 2), в установившемся режиме постоянные составляющие электромагнитного момента от высших гармонических определяют 9 % результирующего момента на валу СД. При этом амплитудное значение фазного тока статора составляет 84 % от амплитуды номинального тока.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о достаточно высоких энергетических характеристиках многофазного синхронного ЭП.

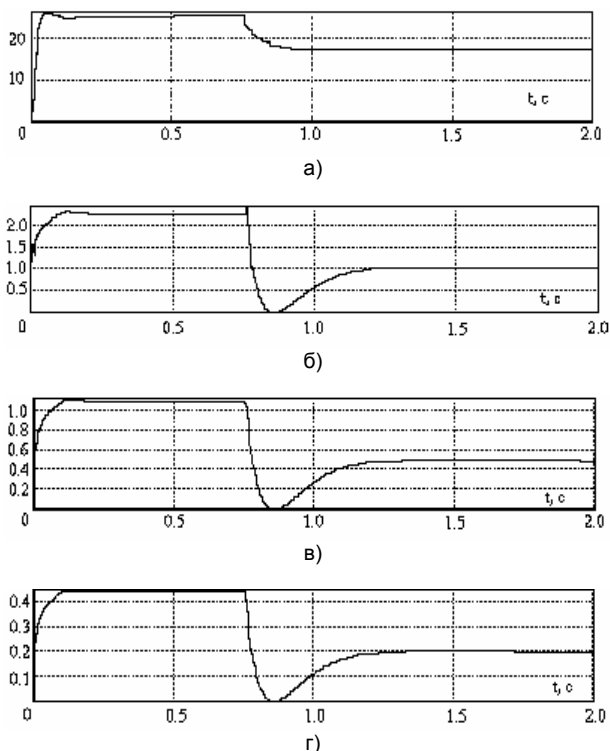


Рис. 2. Кривые переходного процесса при пуске на номинальную скорость 9-фазного ЭП: а –  $M_{эм(1)}(t)$ ; б –  $M_{эм(2)}(t)$ ; в –  $M_{эм(3)}(t)$ ; г –  $M_{эм(4)}(t)$

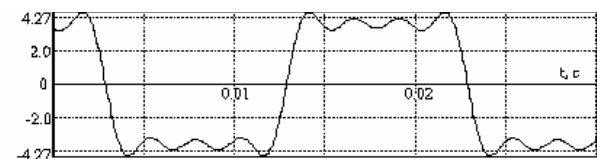


Рис. 3. Кривая фазного тока

**Голубев Александр Николаевич,**  
 ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
 доктор технических наук, профессор кафедры теоретических основ электротехники и электротехнологий,  
 телефон (4932) 38-57-90,  
 e-mail: alenikgo@yandex.ru

**Мартынов Владимир Александрович,**  
 ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
 доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ электротехники и электротехнологий,  
 телефон (4932) 26-99-08,  
 e-mail: zav@toe.spu.ru

### Заключение

При синтезе САУ  $m$ -фазным СД ( $m > 3$ ) последний, как объект управления, следует рассматривать в виде совокупности параллельных подструктур (энергетических каналов) для  $v$ -х пространственных гармонических.

В целях повышения энергетических показателей синхронного ЭП необходимо целенаправленно формировать электромагнитное состояние  $m$ -фазного СД в общем случае по всем его энергетическим каналам.

### Список литературы

1. **Бабаев М.Б., Голубев А.Н., Королев А.Н.** Особенности применения многофазных асинхронных двигателей в регулируемом приводе // *Электричество*. – 1991. – № 11. – С. 57–61.
2. **Голубев А.Н., Лапин А.А.** Математическая модель синхронного двигателя с многофазной статорной обмоткой // *Электротехника*. – 1998. – № 9. – С. 8–13.
3. **Определение** индуктивных параметров двигателей переменного тока на основе метода интегральных уравнений / А.Н. Голубев, С.Н. Кадников, В.В. Зыков, А.А. Лапин, М.В. Субботин; ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2002. – 22 с.

### References

1. Babaev, M.B., Golubev, A.N., Korolev, A.N. *Elektrichestvo*, 1991, issue 11, pp. 57–61.
2. Golubev, A.N., Lapin, A.A. *Elektrotehnika*, 1998, issue 9, pp. 8–13.
3. Golubev, A.N., Kadnikov, S.N., Zykov, V.V., Lapin, A.A., Subbotin M.V. *Opreделение induktivnykh parametrov dvigateley peremennogo toka na osnove metoda integral'nykh uravneniy* [Determination of Inductive Parameters of Alternating Current Engines on basis of the Method of Integral Equations], Ivanovo, 2002, 22 p.