

Некоторые вопросы повышения плавности вращения электрических приводов

БЕСПАЛОВ В.Я., КАРЖАВОВ Б.Н., СИДОРОВ А.О.

Описывается предлагаемый авторами способ повышения плавности вращения нагрузки исполнительным агрегатом электропривода. Применение способа рассматривается на примере построения моментного привода с исполнительным агрегатом, включающим синхронный двигатель, датчик положения ротора с использованием датчиков Холла и синхронный генератор как измеритель частоты вращения. Суть способа – в разделении статора исполнительного агрегата по длине на n пакетов, каждый из которых снабжается обмотками двигателя, N датчиками Холла и N секциями обмотки синхронного генератора. При этом смежные пакеты развернуты относительно друг друга на угол $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{nZ}$, где Z – число зубцов в пакете, что эквивалентно увеличению числа

датчиков Холла и секций обмоток синхронного генератора в однопакетном исполнительном агрегате в n раз. В результате пульсации момента двигателя, а также сигнала по скорости уменьшаются в n^2 раз, существенно повышая плавность вращения нагрузки. Рассматриваются два варианта построения электропривода. Первый – с использованием одного, общего для всех пакетов статора, блока управления; второй – с использованием индивидуальных для каждого пакета блоков управления. Проводится сравнительный анализ вариантов. Показана возможность применения предлагаемого способа в многодвигательных приводах, а также в системах приводов, например, для управления поворотной платформой. Даются рекомендации по другим применениям рассмотренных приводов.

К л ю ч е в ы е с л о в а: электропривод, исполнительный агрегат, исполнительный двигатель, датчик положения, датчик Холла, синхронный генератор, пакет статора, сегмент ротора, блок управления

Высокие требования к плавности вращения нагрузки в основном предъявляют системы управления астрономическими инструментами, а также следящих радиоантенн, устройств обзора окружающего пространства, различных пленко- и лентопротяжных механизмов и т.д. (от бортовых фотофиксаторов до приводов прокатных станков) [1, 2].

В последнее время для такого типа устройств стали применять электрические приводы (ЭП) с моментным способом управления (МСУ) исполнительными двигателями (ИД). Характерная особенность такого способа состоит в том, что значение входного сигнала привода соответствует значению его вращающего момента [2]. Регулирование момента в моментных приводах осуществляется путем изменения значения тока статора исполнительного двигателя. И если поток в двигателе постоянен по значению ($\Phi = \text{const}$), а угол θ между векторами потока Φ и тока I в процессе работы поддерживать равным 90° , то зависимость момента M от тока I будет линейной, а момент при заданном значении тока максимально возможным, поскольку

$$M = k_m \Phi I \sin \theta. \quad (1)$$

Для определения углового положения магнитного потока исполнительный двигатель снабжается датчиком положения (ДП) ротора или его потока. Отметим, что моментный способ управления электрическим двигателем оказывается более быстродействующим и обеспечивающим более высокую надежность по сравнению с другими известными способами управления.

Очевидно, для обеспечения плавности вращения нагрузки необходимо поддерживать постоянство значения момента при заданном значении тока статора. Это обеспечивается автоматически, если форма кривых потока Φ и тока I статора синусоидальная. Действительно, полагая для j -й фазы m -фазного ($m \geq 2$) двигателя

$$\Phi_j = \Phi_m \sin[\omega t - \varphi(j-1)]; \quad (2)$$

$$I_j = I_m \sin[\omega t - \varphi(j-1)], \quad (3)$$

где $\varphi = \pi/m$ или $\varphi = 2\pi/m$ для m -четного и m -нечетного соответственно, получаем

$$M = M_m \sum_{j=1}^m \sin^2[\omega t - \varphi(j-1)] = \frac{m}{2} M_m = c_m M_m, \quad (4)$$

где $M_m = k_m \Phi_m I_m$.

Однако, если для потока сформировать синусоидальную форму кривой (при постоянном значении Φ_m) не представляет больших трудностей, то сформировать синусоидальную форму кривой тока при переменной частоте и изменяемом значении I_m (иногда в широких пределах, например при реверсе) затруднительно. Особенно, если такой формирователь используется в схеме датчика скорости.

Надо сказать, что в моментных приводах обычно предпочитают формировать статорный ток в виде квазисинусоидальной (многоступенчатой) кривой [3] и делать это с помощью электронных аппроксиматоров синусоидальных функций (АСФ) [4]. Аппроксиматор представляет собой набор резистивно-ключевых схем (РКС) — последовательного соединения резистора с определенным сопротивлением и электронного ключа, управляемого сигналом упомянутого выше датчика углового положения. По существу аппроксиматор является множительным устройством, умножающим входной (управляющий) сигнал $\pm U_c$ усилителя мощности (УМ) на квазисинусоидальную функцию угла поворота датчика положения. Если проводимость резисторов в фазе аппроксиматора распределена в соответствии с формулой

$$G_{ij} = G_m \cos[\alpha_0 + \alpha(i-1) - \varphi(j-1)], \quad (5)$$

где $\alpha = 2\pi/N$; $\varphi = 2\pi/m$ или $\alpha = \pi/N$; $\varphi = \pi/m$ — для нечетных и четных значений чисел N и m , то формула для выходного тока фазы аппроксиматора (тока управления усилителя мощности) будет иметь вид [3]:

$$i_j = \frac{2N}{\pi} U_c G_m \left\{ \sin[\omega t - \varphi(j-1)] + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{2Nl \mp 1} \sin[(2Nl \pm 1)\omega t - 2Nl\alpha_0 - \varphi(j-1)] \right\}. \quad (6)$$

В этом выражении второй член определяет отклонения квазисинусоидальной кривой тока i_j от синусоиды (первого члена формулы (6)). Причем степень отклонения (ошибка аппроксимации ΔA) определяется числом N (резистивно-ключевых схем в фазе аппроксиматора). При этом среднее значение абсолютного значения ошибки аппроксимации определяется выражением [3]:

$$\Delta A = \frac{\pi}{2N} = \frac{1,57}{N}, \quad (7)$$

а первая ($l=1$) из высших гармоник (наиболее неприятная) имеет частоту и амплитуду соответственно

$$\omega_1 = (2N-1)\omega t; \quad A_v = \frac{1}{2N-1}. \quad (8)$$

Воспользовавшись формулами (1), (2) и (6), можно получить выражение для момента исполнительного двигателя при квазисинусоидальной форме статорного тока [2]:

$$M = M_m \left(1 - \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2 \cos 2Nl(\omega t - \alpha_0)}{(2Nl-1)(2Nl+1)} \right). \quad (9)$$

При этом относительные значения размаха пульсаций момента и амплитуды первой ($l=1$) гармоники пульсации, равной $\omega_{n1} = 2N\omega$, определяются формулами:

$$\frac{\Delta M}{M_m} = \frac{1,23}{N^2}; \quad a_{n1} = \frac{2}{4N^2 - 1} \approx \frac{0,5}{N^2}. \quad (10)$$

Таким образом, приведенные выше формулы (в том числе (7), (8), (10)) показывают, что для улучшения формы кривой тока и, соответственно, уменьшения пульсации момента (т.е., в конечном счете, для повышения плавности вращения нагрузки) следует увеличивать число N резистивно-ключевых схем в аппроксиматорах.

Так, в целях повышения плавности слежения за целью в системах управления кинофототеодолитов серии «Висмутин» и лазерного локатора «Крона» были использованы аппроксиматоры с числом РКС $N=20$ и 24 соответственно. При этом размах пульсации первого из них составлял 0,3%, а в приводах второго — 0,22%.

Отметим, что эти астрономические инструменты (особенно лазерные локаторы) — устройства сложные и громоздкие, позволяющие применять обособленные электромеханические датчики углового положения с электронными преобразователями числа фаз [2]. Однако не всегда имеется возможность увеличить число РКС до необходимого значения, особенно в приводах с датчиком положения потока ротора двигателя в виде набора микросхем с датчиками ЭДС Холла (ДХ). Как известно [5], ДХ размещаются на зубцах магнитопровода статора, число которых при заданном диаметре статора ограничено. Поскольку число ДХ определяет число ключей, управляемых сигналами ДХ, то именно число зубцов на статоре двигателя определяет максимальное число РКС в аппроксиматоре. Очевидно, для получения высокой плавности вращения нагрузки необходимо иметь исполнительный двигатель большого диаметра. Например, ИД ЭП платформы (в однодвигательном варианте) стационарной пусковой установки [1] имел диаметр 20 м.

Однако наибольшее распространение получили приводы с не очень высокими требованиями к

плавности вращения, которые могут быть обеспечены при небольшом (от 3 до 9) числе РКС в аппроксиматоре. Надо сказать, что улучшение формы кривой статорного тока двигателя за счет подавления наиболее низких из высших гармоник тока делается не только для повышения плавности вращения, но и для уменьшения потерь мощности в обмотках двигателя и, соответственно, их нагрева.

Можно показать [4], что относительное значение мощности потерь определяется формулой:

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\pi^2}{12N^2}. \quad (11)$$

Это обстоятельство приходится учитывать при разработке, в частности, компактных рулевых приводов с длительным временем работы [6]. При этом число РКС в аппроксиматорах выбирают не менее $N=6$.

Отметим, что приводы с рассмотренными АСФ используются в различных системах управления еще и потому, что, во-первых, АСФ легко реализуются на практике и, во-вторых, результат разработки предсказуем (см. формулы (7), (8), (10)).

В последнее время в моментных приводах в качестве ИД предпочитают использовать электрические машины (ЭМ) с зубцовым шагом обмотки (ЗШО) [2]. Это синхронная ЭМ с возбуждением от постоянных магнитов с редкоземельными элементами. Обмотки ЭМ состоят из секций, каждая из которых размещается на зубце статора и включается последовательно в соответствующую фазу ИД. В таких ЭМ соотношение чисел полюсов $2p$ и зубцов Z определяется формулой:

$$2p = Z \frac{km-1}{km}, \quad (12)$$

где k – число зубцов в фазовой группе; m – число фаз в ЭМ. При этом число РКС в АСФ (и ДХ в ДП) для обеспечения заданной плавности вращения определяется формулой:

$$N = km. \quad (13)$$

Сдвиг фаз напряжений на обмотках соседних зубцов, отстоящих друг от друга на пространственный угол

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{Z}, \quad (14)$$

составляет

$$\Delta\varphi_{\text{эл}} = \frac{180^\circ}{N}. \quad (15)$$

Следует сказать, что моментные приводы, замкнутые по углу, имеют передаточную функцию второго порядка и склонны к автоколебаниям. Для

снижения порядка передаточной функции в схему привода вводят сигнал, пропорциональный производной от угла, в частности, в виде выходного сигнала датчика скорости (ДС). Последний выполняется обычно на базе синхронного генератора (СГ) с преобразователем напряжения (ПН) в реверсивный сигнал постоянного тока [4]. Способ преобразования заключается в умножении выходных напряжений m -фазного ($m \geq 2$) СГ

$$U_{\Omega j} = U_{\Omega m} \sin[\alpha - \varphi(j-1)] \quad (16)$$

на соответствующие функции того же аргумента, а именно на $\sin[\alpha - \varphi(j-1)]$. Затем полученные произведения суммируются, в результате имеем:

$$U_{\Omega} = \sum_{j=1}^m U_{\Omega m} \sin^2[\alpha - \varphi(j-1)] = \frac{m}{2} U_{\Omega m} = c_{\Omega} \Omega. \quad (17)$$

В качестве множительных устройств используются те же АСФ, что и в трактах УМ привода. В этом случае выходной сигнал (в виде тока $i_{\text{дс}}$) ДС будет определяться по выражению, аналогичному (9):

$$i_{\text{дс}} = c_e \Omega \left\{ 1 - \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2 \cos 2Ni(\omega t - \alpha_0)}{(2Ni-1)(2Ni+1)} \right\}, \quad (18)$$

и размах пульсации тока $i_{\text{дс}}$

$$\Delta i = i_{\text{дс}(m)} \frac{1,23}{N^2}, \quad (19)$$

где $i_{\text{дс}(m)} = c_e \Omega$.

Отметим, что в приводах с высокой плавностью вращения в качестве датчиков положения используют высокоточные индукционные электрические машины (датчики угла). Обычно эти три ЭМ (ИД, СГ и ДП) с одинаковым числом полюсов размещают в одном корпусе, образуя трехмашинный исполнительный агрегат ИА [2]. Иногда, если позволяют размеры, ИА, ДП и СГ встраивают в ИД [2]. Получается сложная конструкция с низкими массогабаритными показателями, поэтому применяется чаще всего в стационарных установках.

В передвижных и мобильных системах управления широко применяется в последнее время ДП дискретного типа, выполненные на микросхемах с датчиками Холла (ДХ). В качестве ИД и СГ наиболее целесообразно применить ЭМ с ЗШО, а ДХ разместить на зубцах магнитопровода СГ, дабы избежать отрицательного влияния токов статора ИД на работу ДХ (если их разместить на магнитопроводе ИД). При этом ИД и СГ должны иметь (как и указывалось выше) равное число полюсов.

Такую двухмашинную конструкцию ИА с отдельными ЭМ (СД и СГ) целесообразно применять

в приводах с широкой полосой пропускания, предназначенных чаще всего для передвижных установок с повышенной плавностью вращения нагрузки.

Однако широкое распространение такие дискретные ДП нашли в системах управления мобильных устройств с невысокими требованиями по плавности вращения. Это прежде всего трех- и двухфазные схемы соответственно с тремя и четырьмя ДХ в ДП [6]. В первом случае в кривой статорного тока уничтожаются все кратные трем гармоники, а первая из высших гармоник (пятая) имеет амплитуду $a_5 = 0,2a_1$. Во втором случае в кривой статорного тока уничтожаются 3, 5, 11, 13-я и некоторые гармоники более высоких порядков. Первая из высших гармоник (седьмая) имеет амплитуду $a_7 = 0,14a_1$. Размах пульсации момента в трехфазных системах составляет примерно 13,7%, а в двухфазных 7,7%.

Иногда для повышения плавности вращения в такого класса приводах используют ДХ (например, в приводе системы управления передвижного комплекса «Обзор» [2] или в электрических рулевых приводах [6]). Тогда амплитуда первой из высших гармоник тока a_{11} составит $0,09a_1$, а размах пульсаций момента будет равен 3,4%.

Характерная особенность приводов данного класса состоит в том, что обмотки СГ и ДХ размещены на магнитопроводе синхронного двигателя (СД), образуя исполнительный синхронный агрегат (СА). Причем, если к приводу не предъявляется требование иметь широкую полосу пропускания, то обмотки СГ и ДХ размещаются на тех же зубцах, что и обмотки СД. А если это требуется, то под обмотку СГ и для размещения ДХ выделяют зубцы, освобожденные от обмоток СД (что чаще всего и бывает на практике) [2]. Однако это приводит к тому, что число зубцов Z_d и, соответственно, секций в обмотке СД уменьшается, так как

$$Z_d = Z - Z_\Gamma, \quad (20)$$

где Z_Γ – число зубцов в обмотке СГ.

При этом уменьшается и мощность СД, для ее компенсации приходится увеличивать длину СД или, если это возможно, его диаметр. Кроме того, следует учесть то обстоятельство, что для подавления четных гармоник в напряжении СГ и в сигналах ДП число секций обмоток СГ и ДХ в ДП должно быть увеличено вдвое (против расчетного значения), так как секции обмоток СГ и ДХ должны размещаться на диаметрально расположенных зубцах. В этом случае число зубцов, выделенных под обмотку СГ, $Z_\Gamma = 2N$.

Компенсировать в этом случае придется в 2 раза большую потерю мощности ИД. И при повышенных требованиях к плавности вращения (т.е. при большом числе N) данный вариант оказывается бо-

лее громоздким, чем упомянутый выше двухмашинный (с отдельными магнитопроводами для СД и СГ). Поэтому конструкцию исполнительного агрегата ИА с общим магнитопроводом используют в приводах с невысокими требованиями к плавности вращения. Например, в приводах интерцепторов катеров охраны класса «Соболь», где используются три ДХ при числе зубцов $Z=36$, или в рулевых приводах с наибольшим числом зубцов в магнитопроводе (от 6 до 18 [6]).

Тем не менее, существует возможность повысить плавность вращения нагрузки без заметного уменьшения мощности ИА. Для этого в СД ИА следует применить многопакетный магнитопровод [8]. В этом случае на каждом пакете размещают базовое, обычно минимальное ($k=1$) при заданном числе фаз m , число N_Γ ДХ. Число пакетов n выбирают исходя из требований к плавности (в частности, в соответствии с (10)), т.е. $n = N / N_\Gamma$. При этом общая длина n пакетов должна быть равна длине магнитопровода однопакетного варианта. Каждый пакет, начиная со второго, развернут на оси относительно предыдущего на угол

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{nZ}, \quad (21)$$

при этом

$$\Delta\varphi_{эл} = \frac{180^\circ}{nN_\Gamma}. \quad (22)$$

На рис. 1 приведен трехфазный ($m=3$) вариант конструкции ИА с двухпакетным магнитопроводом с тремя ДХ на каждом пакете ($N_\Gamma = 3$). Для удобства дальнейших рассуждений нумерация зубцов с ДХ и, соответственно, секциями обмоток СГ, помечена нечетными (1, 3, 5) номерами на первом пакете и четными (2, 4, 6) на втором. Угол разворота пакетов в этом случае будет равен (при $n=2$):

$$\Delta\varphi = \frac{180^\circ}{Z}; \quad \Delta\varphi_{эл} = \frac{180^\circ}{6} = 30^\circ. \quad (23)$$

При этом число зубцов в магнитопроводе каждого пакета для размещения секций СД

$$Z_d = Z - 3. \quad (24)$$

Форма статорного тока будет формироваться шестью РКС с помощью шести ДХ, так же как и форма выходного сигнала $i_{дс}$ ДС будет определяться шестью секциями СГ. Причем значения сопротивлений резисторов в РКС должны быть рассчитаны в соответствии с (5) при $N = 2N_d$. Проводимость некоторых РКС в фазе УМ может оказаться равной нулю (как РКС в первой фазе УМ, см. рис. 3).

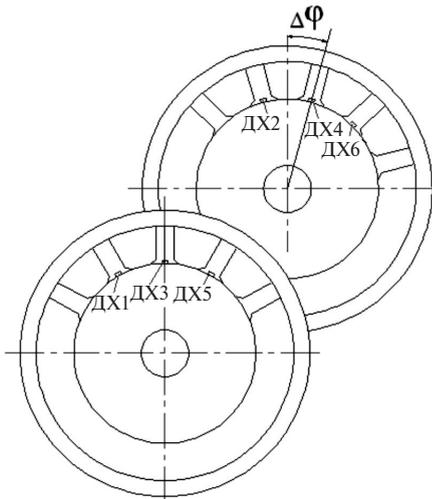


Рис. 1. Взаимное расположение пакетов статора в двухпакетном ($n=2$) варианте исполнительного агрегата; ДХ1-ДХ6 – датчики Холла

В схему входит также датчик скорости (ДС), построенный на базе двух СГ (как измерителей частоты вращения) и преобразователя напряжения (ПН) СГ, иногда с фильтром (Ф) на выходе.

На рис. 3 приведена схема одной (первой) фазы УМ с ФУС на шести РКС¹ (как указывалось выше), а также показана форма кривой выходного тока УМ. Она представляет собой шестиступенчатую (за полупериод) квазисинусоидальную кривую с длительностью каждой ступени, равной

$$\Delta\varphi_{\text{эл}} = \frac{180^\circ}{6} = 30^\circ. \quad (25)$$

В такой кривой отсутствуют наиболее низкие из высших гармоник вплоть до номеров $\nu=2N\pm 1=12\pm 1$ (11 и 13). При этом размах пульсации момента составляет 3,4%, а амплитуда первой гармоники пульсации $a_{1\gamma}=1,4\%$ (см. выше).

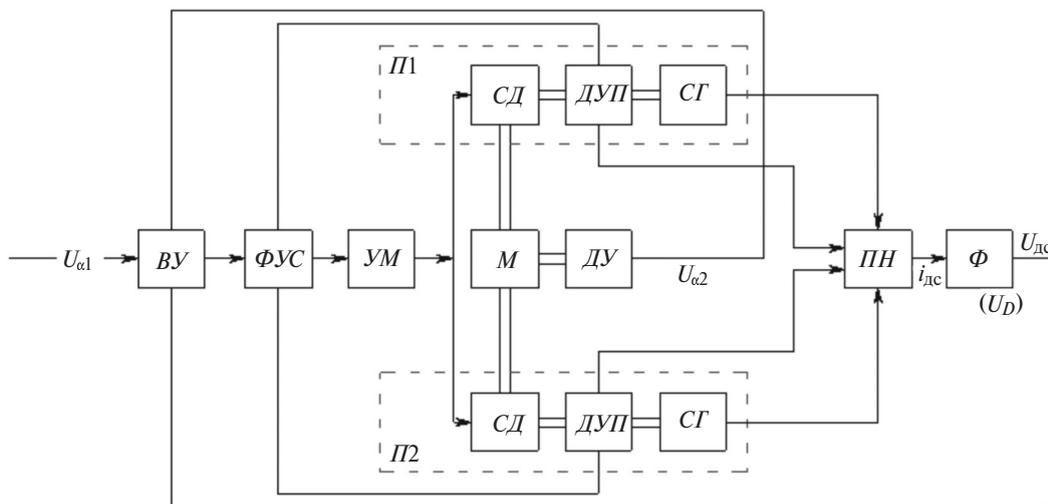


Рис. 2. Функциональная схема электропривода с двухпакетным исполнительным агрегатом: ВУ – входное устройство; ФУС – формирователь управляющих сигналов; УМ – усилитель мощности; П1, П2 – пакеты статора исполнительного агрегата; СД – синхронный двигатель; ДУП – датчик углового положения; СГ – синхронный генератор; ПН – преобразователь напряжения; Ф – фильтр; Н – нагрузка; ДУ – датчик угла

Функциональная схема привода с двухпакетным ИА приведена на рис. 2. Она содержит входное устройство (ВУ) с узлами сравнения, куда подаются: сигнал задания $U_{\alpha 1}$, сигнал главной обратной связи (сигнал обработки) $U_{\alpha 2}$ (в данной схеме – выход сглаживающего фильтра (Ф) с выхода датчика угла (ДУ)) и корректирующий сигнал по скорости U_{Ω} с выхода датчика скорости (ДС). Выходной сигнал ВУ подается на вход формирователя управляющих сигналов (ФУС) усилителя мощности (УМ). На входы ФУС также подаются сигналы с выходов датчиков углового положения (ДУП) потока ротора СД каждого из пакетов (П1 и П2) ИА. С помощью ФУС УМ формируют значение и форму тока в статорных обмотках СД. При этом обмотки СД включены последовательно с целью обеспечения равенства моментов, создаваемых ими на валу ИА.

На рис. 4 приведена схема ДС, содержащая выходные обмотки СГ (шесть секций с выходными напряжениями $U_1 \div U_6$) и шесть РКС (с одинаковыми значениями сопротивлений) [4]. Выходным сигналом ДС является суммарный ток РКС $i_{\text{дс}}$. На рис. 4 показана также форма выходного сигнала $i_{\text{дс}}$, содержащего, кроме постоянной составляющей, еще и пульсацию с частотой 12-й гармоники. Размах пульсации составляет 3,4% значения постоянной составляющей. При необходимости пульсации могут быть уменьшены установкой на выходе ДС сглаживающего фильтра, выполненного, например, на операционном усилителе, как показано на рис. 4. При этом следует учитывать, что в цепь

¹ В трехфазных схемах с соединением нагрузки в звезду число РКС может быть уменьшено [4], но при этом форма кривой тока не изменяется.

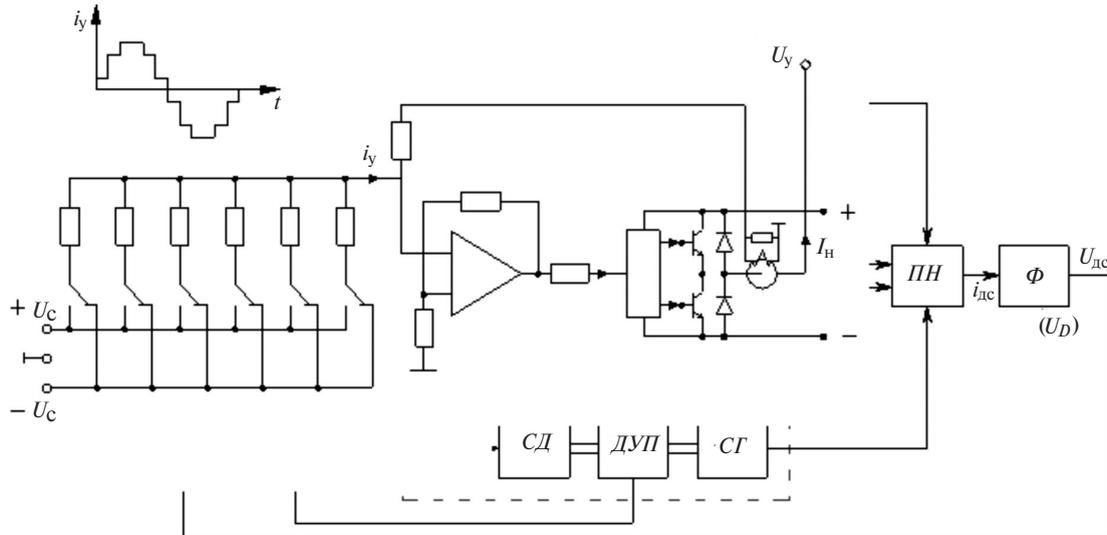


Рис. 3. Схема одной (первой) фазы усилителя мощности с формирователем управляющих сигналов

коррекции вносится запаздывание, что сокращает полосу пропускания привода.

Рассмотренный выше способ повышения плавности вращения ИА может быть реализован не только путем разворота пакетов статора, но и путем разворота сегментов ротора, расположенных под пакетами статора. Однако для этого необходимо общий ротор ИА разделить на n (по числу пакетов) отдельных сегментов, расположенных на общем валу ИА под соответствующими пакетами статора. Именно смежные сегменты следует развернуть относительно друг друга на угол $\Delta\varphi$. Это может несколько облегчить изготовление обмотки и уменьшить длину ИА.

Представленную на рис. 2 структуру привода можно рекомендовать для использования не только в однодвигательных приводах с двухпакетным ИА,

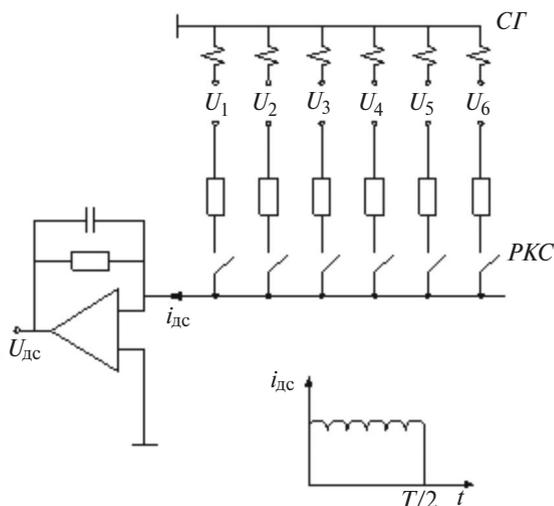


Рис. 4. Схема датчика скорости с фильтром на выходе: U_1+U_6 – выходные напряжения секций синхронного генератора; ПКС – резистивно-ключевые схемы преобразователя напряжения; $i_{дс}$ – выходной сигнал (ток) датчика скорости; $U_{дс}$ – выходное напряжение фильтра

но и в двухдвигательных приводах с однопакетными ИА. Обычно эти ИД устанавливаются на концах вала, в средней части которого размещается нагрузка, например астрономический инструмент, лазерный локатор или следящая антенна. Такая конструкция по сравнению с однодвигательной позволяет, во-первых, применить более легкие и компактные ИД (так как мощность каждого из них в 2 раза меньше) и, во-вторых, снизить влияние упругих деформаций вала, ограничивающих полосу пропускания привода.

Достоинством такой структуры является то обстоятельство, что на валу каждого из ИД отсутствуют высшие гармоники порядков вплоть до $\nu=2nN_6$ (спектральный состав статорного тока определяется формулой $\nu=2nN_6/\pm 1$), а недостатком – достаточно сложная и громоздкая схема соединения агрегатов с электронным блоком управления, включающая перекрестные связи.

Если такая схема существенно усложняет конструкцию поворотного устройства, то можно снабдить каждый ИА своим блоком управления половинной мощности каждый. Другими словами, применить два идентичных привода, мощность каждого из которых должна быть равна половине требуемой для нагрузки. При этом статоры ИА должны быть установлены в пространстве одинаково, а роторы развернуты относительно друг друга на угол $\Delta\varphi=180^\circ/Z$ (или, наоборот, роторы устанавливаются одинаково, а статоры со сдвигом на угол $\Delta\varphi$). Токи статора в каждом СД формируются с помощью индивидуальных АСФ, ключи которых управляются сигналами соответствующих ДХ. При этом следует учесть, что оси симметрии токов I_1 и I_2 статоров должны совпадать. Для этого в АСФ при формировании тока I_1 используются сигналы трех ДХ (ДХ1, ДХ3, ДХ5 – см. рис 1), а при фор-

мировании тока I_2 – сигналы двух ДХ (ДХ2 и ДХ4).

Временные диаграммы токов управления i_y (и соответственно токов статора СД) показаны на рис. 5, где $i_1 \div i_5$ – токи РКС, $i_{y1} = i_1 + i_3 + i_5$, $i_{y2} = i_2 + i_4$. В этом случае на валу каждого из СД (ИА) будет создаваться момент, спектральный состав которого определяется формулой $\nu = 2nN_6 l$, а значение момента, учитывая разворот статоров, – выражением с учетом (9) и (22):

$$M = c_m M_m \left\{ 1 - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2 \cos[2N_6 l \omega t - 180(i-1)l]}{(2N_6 l - 1)(2N_6 l + 1)} \right\}, \quad (26)$$

где $1 \leq i \leq 2$.

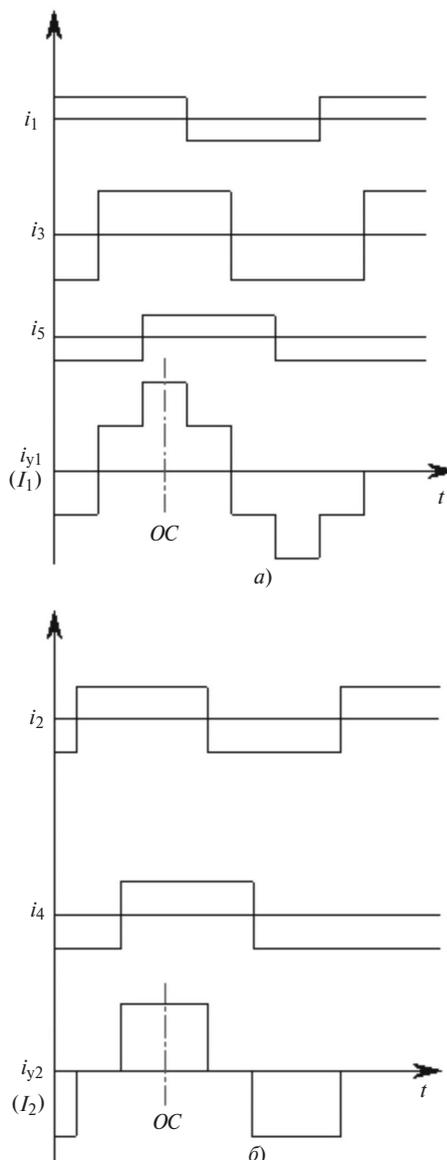


Рис. 5. Форма кривых статорных токов двигателей (I_1 , I_2) в двухдвигательном электроприводе: а – токи в обмотках первого двигателя; б – токи в обмотках второго двигателя (для первых фаз обмоток); $i_1 \div i_5$ – токи в секциях; $i_{y1} = i_1 + i_3 + i_5$; $i_{y2} = i_2 + i_4$ – токи управления усилителем мощности; $I_1 \equiv i_{y1}$, $I_2 \equiv i_{y2}$; OC – ось симметрии

Из (26) следует, что при l – четном формулы для момента 1- и 2-го ИА совпадают и значения моментов складываются (в том числе и на высших гармониках), а при l – нечетном суммируются только постоянные составляющие, а амплитуды высших гармоник вычитаются. Физически это означает, что на этих гармониках один ИА стремится повернуть вал по часовой стрелке, а второй ИА – против часовой стрелки. В этом случае нагрузка, расположенная на середине вала, этого не почувствует. Учитывая указанное обстоятельство, выражение для момента на нагрузке можно записать в виде (для $l = 2l_0$, $l_0 = 1, 2, 3, \dots$):

$$M = c_m M_m \left\{ 1 - \sum_{l_0=1}^{\infty} \frac{2 \cos 2(2nN_6)l_0 \omega t}{(2(2nN_6)l_0 - 1)(2(2nN_6)l_0 + 1)} \right\}. \quad (27)$$

Сравнивая (27) и (9), можно заключить, что при равенстве общего числа ДХ (и РКС) в двухдвигательном приводе числу ДХ (и РКС) в однодвигательном двухпакетном приводе двойной мощности выражения для момента совпадают, т. е. оба привода создают на нагрузке одинаковый момент с одним и тем же значением пульсации.

Пояснить это обстоятельство можно следующим образом. В том случае, если взаимное расположение ИД в двухдвигательном варианте привода соответствует взаимному расположению пакетов в однодвигательном двухпакетном варианте привода (в частности, оси симметрии токов статора совпадают), то форма тока статора двигателей будет иметь вид кривых, приведенных на рис. 5 (I_1 и I_2 соответственно). Сравнительный анализ кривых тока I_1 и I_2 показывает, что, в частности, гармоники порядков $\nu = 5$ и 7 в разных кривых имеют разные знаки при одинаковых амплитудах. Следовательно, и гармоники момента, создаваемые этими гармониками тока, также будут иметь противоположные знаки. Поэтому на момент нагрузки, как указывалось выше, эти гармоники не оказывают влияния. В конечном итоге суммарный момент двух ИД оказывается эквивалентен моменту, создаваемому током I_H в двухпакетном однодвигательном приводе (рис. 3). Аналогичная картина будет и при суммарном воздействии пульсации токов $i_{дс}$ (18) на момент нагрузки. На рис. 6 представлена (в увеличенном масштабе) форма пульсации выходных сигналов ДС (Δi_1 и Δi_2) двух рассматриваемых приводов. Здесь, как и ранее, шестые² гармоники δi в кривых Δi_1 и Δi_2 имеют разные знаки и поэтому не оказывают влияния на нагрузку. В этом смысле двухдвигательный привод оказывается идентичным однодвигательному двухпакетному приводе (см. ΔI_3 на рис. 6 и 4).

² Наиболее низкие из высших.

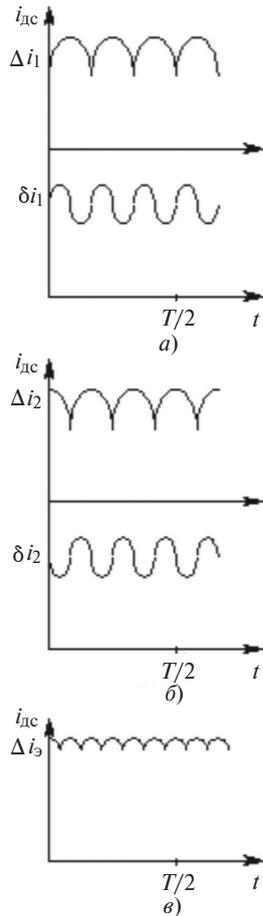


Рис. 6. Форма выходных сигналов (i_{dc}) датчиков скорости в двухдвигательном приводе: Δi_1 (а), Δi_2 (б) – пульсации выходных сигналов; δi_1 , δi_2 – 6-я гармоника пульсации; Δi_3 (в) – пульсация сигнала i_{dc} датчика скорости эквивалентного двухпакетного однодвигательного привода

Таким образом, обе рассмотренные структуры привода с точки зрения плавности вращения нагрузки оказываются идентичными. Однако у каждой из них есть свои достоинства и недостатки.

К недостаткам двухдвигательной структуры по сравнению с однодвигательной двухпакетной следует прежде всего отнести наличие в токе статора ИД высших гармоник более низких порядков с более высокими амплитудами, а именно 5- и 7-й гармоник, что увеличивает потери в обмотках ИД. Кроме того, к увеличению потерь в меди приводит и увеличение числа лобовых частей в обмотках ИД (с двух до четырех). К недостаткам двухприводных структур можно отнести и некоторое увеличение суммарной массы ИА, так как два ИА всегда тяжелее одного с двойной длиной статора.

Достоинства двухдвигательного привода в том, что ИА легче и компактнее (так как в 2 раза менее мощные). Это, в частности, упрощает технологию изготовления поворотного устройства. И, как указывалось выше, здесь более простая схема соединения ИА со своим блоком управления и более широкая полоса пропускания привода.

Однако наибольший эффект от применения рассматриваемого способа повышения плавности вращения нагрузки может быть достигнут в многодвигательных приводах и многоприводных системах поворотных платформ астрономических устройств и пусковых установок [1]. В этом случае ИА n приводов размещаются на платформе равномерно по периметру ее окружности. Так, на рис. 7 для примера показано размещение по периметру платформы ИА $1 \div 4$ четырех приводов с номерами. В центре платформы по оси ее вращения расположена нагрузка 5. В таких приводах в зависимости от требований нагрузки могут применяться как специально разработанные ИА, в частности, с совпадающими осями симметрии кривых токов статора или стандартные с обычными обмотками. Причем и те и другие снабжены минимальным числом N базовых ДХ в ДУП, чаще всего $N=3$.

Для повышения плавности вращения платформы роторы соседних по номеру ИА следует развернуть на угол $\Delta\varphi$ (см. (21)) по или против часовой стрелки, но одинаково для всех ИА. При этом угол $\Delta\varphi_{эл}$ при $N=3$ и $n=4$ в соответствии с (22) будет равен 15° .

В общем случае выражение для момента i -го ИА будет иметь вид:

$$M_i = c_m M_m \left\{ 1 - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2 \cos[2 N_6 l \alpha - \frac{360}{n}(i-1)l]}{(2 N_6 l - 1)(2 N_6 l + 1)} \right\}, \quad (28)$$

тогда выражение момента на нагрузке

$$M = n c_m M_m \left\{ 1 - \sum_{l_0=1}^{\infty} \frac{2 \cos[2 N_6 n l_0 \alpha]}{(2 N_6 n l_0 - 1)(2 N_6 n l_0 + 1)} \right\}. \quad (29)$$

Таким образом, как и ожидалось, суммарный момент при нагрузке по сравнению с одиночным приводом увеличился в n раз, а номер первой ($l_0=1$) из высших гармоник пульсаций момента оказался в n раз выше, чем у одиночного привода.

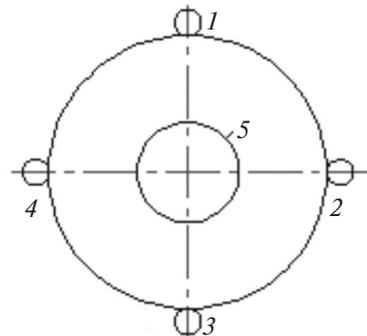


Рис. 7. Размещение исполнительных агрегатов, вращающих поворотную платформу: $1 \div 4$ – исполнительные агрегаты; 5 – нагрузка

При этом амплитуда этой гармоники уменьшилась в n^2 раз, так как по (10)

$$a_{nl} = \frac{0,5}{(Nn)^2} = \frac{1}{2,88}. \quad (30)$$

Полученный результат можно объяснить тем обстоятельством, что ряд гармоник пульсации момента с одинаковыми номерами в одиночных приводах имеет противоположные знаки. Например, при $N=3$ и $n=4$ для $l=1$ ИА первого привода и ИА третьего привода (28) имеют равные знаки моментов 6-й гармоники пульсации, что компенсирует возможные воздействия друг друга на нагрузку. Аналогичным образом происходит и взаимная компенсация действий ИА второго и четвертого приводов. И так происходит для значений $l=2$ и 3. Однако при $l=4$ (в общем случае при $l=n$) ИА всех приводов на гармониках порядков $\nu=2Nl$ с относительной амплитудой (30) работают синфазно. При $N=3$ и $n=4$ номер этой гармоники $\nu=24$, а относительная амплитуда равна 0,35%.

Очевидно, чем больше ИА в конструкции платформы, тем выше плавность вращения нагрузки. Однако при увеличении числа ИА в системе управления может оказаться, что пульсация момента, определяемая (29), меньше, чем пульсация момента, вызванная погрешностями технологического характера, а именно, неточностью установки ИА на поворотном устройстве, погрешностями изготовления ИА, например его зубцовой зоны, а также неточностью установки ДХ на зубцах. Это обстоятельство следует учитывать при разработке систем управления поворотными устройствами.

Рассмотренная выше схема управления платформой по существу является системой приводов, в которой каждый ИД имеет свой блок управления, а иногда – и свой блок питания. Это обычно громоздкая конструкция, поскольку, в частности, индивидуальные блоки управления (особенно с собственным блоком питания) мало отличаются по массогабаритным показателям от одного общего блока управления. Поэтому такая схема применяется в основном в конструкциях больших платформ стационарных установок устройств наведения и слежения за целью или в пусковых установках ракет. В передвижных или перемещаемых установках с небольшим диаметром платформы (типа КФТ «Висмутин») целесообразно, на наш взгляд, использовать многодвигательный привод с одним общим для всех ИД блоком управления с блоком питания, как более компактный и менее тяжелый.

Кроме того, в таких системах управления можно использовать идентичные (стандартные) ИА с обычными одинаковыми обмотками (при тех же трех базовых ДХ на каждом ИА). Это упрощает и удешевляет изготовление привода (и системы управления в целом), но не ухудшает плавность

вращения нагрузки. Однако в такой схеме при развороте ИА на угол $\Delta\varphi$ уменьшается постоянная составляющая M_0 момента, так как между векторами тока I и потока Φ образуется дополнительный угол $\Delta\varphi_{эл}$, тогда

$$M_0 = c_m I \Phi \sin(90^\circ \pm \Delta\varphi_{эл}) = c_m I \Phi \cos \Delta\varphi_{эл},$$

а момент нагрузки

$$M_{m0} = c_m M_m \sum_{i=1}^n \cos(i-1)\alpha, \quad (31)$$

при этом сумма по i равна [9]:

$$\sum_{i=1}^n \cos(i-1)\alpha = \cos \frac{n-1}{2} \alpha \sin \frac{n}{2} \operatorname{cosec} \frac{\alpha}{2}.$$

В рассматриваемом примере с четырьмя ИА ($n=4$) при $\alpha=15^\circ$ сумма косинусов равна 3,53 против 4,0 в системе приводов. Произошла потеря почти 12% значения момента. Однако ее можно уменьшить, если в аргумент косинуса ввести начальный угол α_0 со знаком «минус», равный полуразности углов последнего $i=n$ и первого $i=1$ косинусов в (31), а именно $\alpha_0 = \frac{n-1}{2} \alpha$. Это можно сделать, выбрав соответствующим образом значения угла α_0 и сопротивлений в РКС АСФ (5). При $n=4$ и $\alpha=15^\circ$ значение α_0 будет равно $22,5^\circ$, а сумма косинусов (в развернутом виде)

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n \cos[(i-1)\alpha - \alpha_0] &= \cos(-\alpha_0) + \cos(\alpha - \alpha_0) + \\ &+ \cos(2\alpha - \alpha_0) + \cos(3\alpha - \alpha_0) = \cos(-22,5^\circ) + \\ &+ \cos(-7,5^\circ) + \cos(7,5^\circ) + \cos(22,5^\circ) = 9,83. \end{aligned} \quad (32)$$

В этом случае потеря момента на нагрузке составляет всего 4%, что обычно оказывается вполне приемлемым для таких систем управления.

В заключение следует подчеркнуть, что в рассмотренном способе повышения плавности вращения нагрузки эффект достигается не за счет выделения дополнительных зубцов в ИА для размещения дополнительных ДХ, как это имеет место в однопакетных ИА, а путем разворота пакетов в многопакетных ИА или статоров ИА в многодвигательных системах. При этом в ИА таких приводов может быть использовано минимальное число базовых ДХ ($N=3$).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Высокоточные** системы управления и приводы для вооружения и военной техники/Под ред. В.Л. Солунина. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1999, 368 с.
2. **Баранов М.В., Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржавов Б.Н.** Электрические следящие приводы с моментным управлением исполнительными двигателями. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2006, 240 с.

3. Каржавов Б.Н. Функциональные квазисинусоидальные преобразователи. М.: НТЦ «Информтехника», 2003, 53 с.
4. Каржавов Б.Н. Аппроксиматоры синусоидальных функций в электроприводах с управлением моментом исполнительных двигателей. — Электричество, 2015, No. 9, с. 39–47.
5. Каржавов Б.Н. Построение синхронных агрегатов для электроприводов с управлением моментом исполнительного двигателя. — Электричество, 2013, No/4, с. 31–38.
6. Каржавов Б.Н. Электрические рулевые приводы на базе синхронных агрегатов. — Электричество, 2014, No.10, с. 45–52.
7. Беспалов В.Я., Каржавов Б.Н. Синхронные машины с зубцовым шагом обмотки в следящих приводах. — Электричество, 2017, No. 6, с. 43–52.
8. Ас 930331 (СССР). Электрический преобразователь/Б.Н. Каржавов, В.Н. Бродовский, Е.С. Дозорина. — БИ, 1982, No. 19.
9. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971, 1100 с.

[12.03.2018]

А в т о р ы: **Беспалов Виктор Яковлевич** окончил Московский энергетический институт (МЭИ — ныне

«Национальный исследовательский университет «МЭИ» — «НИУ «МЭИ») в 1960 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию «Асинхронные машины для динамических режимов работы». Профессор «НИУ «МЭИ».

Каржавов Борис Николаевич окончил радиотехнический факультет Московского электротехнического института связи в 1957 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию «Приборы и устройства систем управления и специальных электроприводов». Главный научный сотрудник Центрального научно-исследовательского института автоматики и гидравлики.

Сидоров Антон Олегович окончил МЭИ в 2015 г. Инженер НПЦ (4) АО «Корпорация «ВНИИЭМ». Аспирант кафедры «Электромеханика, электрические и электронные аппараты» «НИУ «МЭИ».

Elektrichestvo, 2018, No. 8, pp. 42–51

DOI:10.24160/0013-5380-2018-8-42-51

Achieving Smoother Rotation of Load by Electric Drive

BESPALOV Victor Ya. (National Research University «Moscow, Power Engineering Institute» — «NRU «MPEI», Moscow, Russia) — Professor, Dr. Sci. (Eng.)

KARZHAVOV Boris N. (Central Research Institute of Automatics and Hydraulics, Moscow, Russia) — Chief Scientific Researcher, Dr. Sci. (Eng.)

SIDOROV Anton O. (JSC «Corporation «VNIIEEM», Moscow, Russia) — Engineer, Ph. D. Student of «NRU «MPEI»

A method for achieving smoother rotation of load by the electric drive actuator is proposed. Application of the proposed method is considered on the example of designing a torque drive with an actuator involving a synchronous motor, a rotor position sensor with the use of Hall sensors, and a synchronous generator as a rotation frequency measuring device. The idea of the method is dividing the actuator's stator into n packages over the length, with each package being fitted with motor windings, N Hall sensors, and N sections of the synchronous generator winding. The adjacent packages are turned with respect to each other by the angle $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{nZ}$, where Z is the number of teeth in the package, which is equivalent to increasing the

number of Hall sensors and the synchronous generator winding sections in the single-package actuator by n times. As a result, the pulsations of the motor torque and the rotation speed signal are decreased by n 2 times, thus resulting in a significantly smoother rotation of the load. Two drive design versions are considered. The first version involves the use of one control unit common for all stator packages, and the second version involves the use of control units individual for each package. A comparative analysis of the versions is performed. The possibility of applying the proposed method in multimotor drives and in drive systems (e.g., for controlling a rotary platform) is shown. Recommendations on other applications of the considered drives are given.

Key words: electric drive, actuator, actuating motor, position sensor, Hall sensor, synchronous generator, stator package, rotor segment, control unit

REFERENCES

1. **Vysokotochnye sistemy upravleniya i privody dlya vooruzheniya i voennoi tekhniki/Pod red. V.L. Solunina** (High-precision control systems and drives for arms and military equipment/Edit. by V.L. Solunin). Moscow, the Bauman Moscow State Technical University, 1999, 368 p.
2. **Baranov M.V., Brodovskii V.N., Zimin A.V., Karzhavov B.N.** Elektricheskiye sledyashchiye privody s momentnym upravleniyem ispolnitel'nymi dvigatelayami (Electric servo drives equipped with torque-controlled actuator motors). Moscow, the Bauman Moscow State Technical University, 2006, 240 p.
3. **Karzhavov B.N.** Funktsional'nye kvazisinusoidal'nye preobrazovateli (Functional quasinusoidal converters). Moscow, Scientific and Technical Centre «Informtekhnik», 2003, 53 p.

4. **Karzhavov B.N.** Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2015, No. 9, pp. 39–47.
5. **Karzhavov B.N.** Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2013, No. 4, pp. 31–38.
6. **Karzhavov B.N.** Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2014, No. 10, pp. 45–52.
7. **Bespalov V.Ya., Karzhavov B.N.** Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2017, No. 6, pp. 43–52.
8. **A.s. No. 930331 (USSR).** Elektricheskii preobrazovatel' (C.a. No. 930331 (USSR). Electrical transformer)/B.N. Karzhavov, V.N. Brodovskii, Ye.S. Dozorina. Bulletin of inventions, 1982, No. 19.
9. **Gradshtein I.S., Ryzhik I.M.** Tablitsy integralov, summ, ryadov i proizvedenii (Tables of integrals, sums and products). Moscow, Nauka, 1971, 1100 p.

[12.03.2018]