

## Синхронные машины с зубцовым шагом обмотки в следящих приводах

БЕСПАЛОВ В.Я., КАРЖАВОВ Б.Н.

*Рассматривается построение синхронного электрического следящего привода с моментным способом управления исполнительным двигателем. Исполнительный агрегат привода разработан на базе синхронных машин (двигателя и генератора) с возбуждением от постоянных магнитов и с обмотками, выполненными с зубцовым шагом. В исполнительном агрегате применён дискретный датчик положения, построенный на датчиках Холла. Дан детальный сравнительный анализ и показаны преимущества синхронных машин (в том числе и с зубцовым шагом обмотки) перед другими типами электрических машин, применяемых в электроприводах. Отличительной особенностью рассматриваемого привода является сочетание в нём достоинств двухфазной схемы управления исполнительным двигателем (также двухфазным) и трехфазной схемы датчика скорости, выполненной на базе трехфазного синхронного генератора и преобразователя его напряжений в реверсивный сигнал постоянного тока. Приведены выражения для определения числа датчиков Холла в датчике положения с целью обеспечения заданного качества выходных параметров привода. Предложена оригинальная конструкция исполнительного агрегата (с разнесением обмоток двигателя и генератора на разные магнитопроводы одного статора), обладающая более высокими (в том числе и массогабаритными) показателями, чем известные конструкции.*

**Ключевые слова:** электрический следящий привод, моментный способ управления, исполнительный двигатель, синхронная машина, зубцовый шаг обмотки, формирователь управляющих сигналов, преобразователь сигналов, резисторно-ключевые схемы, усилитель мощности, интегрирующий фильтр

В электрических следящих приводах (ЭСП) находят применение многополюсные синхронные машины (СМ) с возбуждением от постоянных магнитов, у которых катушки обмоток размещены на каждом зубце статора. Эти СМ получили название «электрических машин (ЭМ) с зубцовым шагом обмотки» (ЗШО) [1, 2]. Как правило, в таких приводах применяется моментный способ управления (МСУ) исполнительным двигателем (ИД) [1, 3], обеспечивающий в рабочем диапазоне регулирования высокое быстродействие за счёт меньшего запаздывания, вносимого электрической постоянной времени ИД, и повышенную надёжность (за счёт контроля значения тока в усилителе мощности (УМ) и в ИД). При МСУ значению входного сигнала  $U_{вх}$  соответствует значение момента  $M$  ИД, т.е. в конечном счёте — значение ускорения  $\varepsilon$  вала нагрузки. В позиционных системах (т.е. замкнутых по угловому положению — углу  $\alpha$ ) использование МСУ может привести к возникновению автоколебаний, поскольку передаточная функция такого следящего привода имеет второй порядок:

$$U_{\alpha н} = \frac{k_y U_{вх}}{p^2},$$

так как

$$\alpha_n = \varepsilon / p^2,$$

где  $p$  — оператор.

Для предотвращения автоколебаний в ЭСП вводят корректирующий сигнал, пропорциональный частоте вращения  $U_{\Omega} = p\alpha$ , снижающий порядок передаточной функции, что делает ЭСП устойчивым к автоколебаниям. Чаще всего скоростной сигнал формируется в датчике скорости (ДС), в котором в качестве измерителя частоты вращения (ИЧВ) используется синхронный генератор (СГ).

Таким образом, в ЭСП входят две синхронные машины — двигатель (СД) и генератор (СГ). Обе СМ имеют зубцовый шаг, причём первая используется как ИД нагрузки, а вторая — в качестве ИЧВ.

Выбор СМ определяется рядом их известных преимуществ перед другими типами ЭМ [1,2]. Основные из них следующие:

СМ с возбуждением от постоянных магнитов характеризуется лучшими условиями теплоотдачи, так как источником выделения тепла является статор, конструктивно связанный с внешним корпусом. Поэтому СД с возбуждением от мощных постоянных магнитов (особенно редкоземельных) обладают большой перегрузочной способностью, т.е.

создают *большой* момент на валу при заданных массогабаритных и температурных показателях;

СМ обладают более высокими удельными показателями: СД имеет *большой* удельный момент, а СГ – большую удельную крутизну выходной характеристики;

СД обладает высоким быстродействием, т.е. развивает большее угловое ускорение, что уменьшает время выхода ЭСП на заданную частоту вращения  $\Omega$ , в том числе и при обработке высокочастотного входного воздействия;

СМ конструктивно лучше вписываются в выделенное для них пространство, так как могут быть выполнены с малым диаметром, но большой длины, и наоборот.

Для управления СД не требуется такой сложной электронной схемы, как, например, для асинхронного ИД.

Отметим, что СМ с ЗШО по сравнению с СМ обычной конструкции обладают рядом положительных качеств. Они могут быть выполнены с большим числом полюсов, а значит, и с высокой удельной крутизной выходной характеристики у СГ, и с большим удельным моментом и ускорением СД, а следовательно, с более высокой добротностью [4], значение которой определяется произведением удельного момента на ускорение и характеризует статические и динамические качества СД. Кроме того, СМ с ЗШО оказываются более технологичными и надежными, так как упрощаются изготовление и укладка секций обмоток в пазы статора и снижается вероятность пробоя их изоляции.

В некоторых случаях, в частности в ЭСП рулевых приводов (ЭРП) [5], при равенстве чисел полюсов СГ и СД обмотку СГ размещают на статоре СД, что существенно упрощает изготовление электромеханической части ЭСП и улучшает её массогабаритные показатели. По сравнению с другими типами датчиков СГ характеризуется высокой линейностью и большой крутизной ( $c_e$ ) выходной характеристики  $e = c_e \Omega$  при низком уровне помех. Действительно, в СГ практически нет зоны нечувствительности, отсутствует нулевой фон (нет напряжения при нулевой частоте вращения), форма его выходного напряжения практически синусоидальна. Всё это дает возможность разработать на базе СГ прецизионный датчик скорости, в состав которого, кроме СГ, входит преобразователь напряжения (ПН) переменной частоты СГ в реверсивный сигнал постоянного тока, значение которого пропорционально частоте вращения  $U_{дс} = k_{\Omega} \Omega$ , а полярность (знак) определяется направлением вращения СГ.

Следует сказать, что для наиболее полного использования характеристик СМ в приводе СД и СГ должны быть снабжены датчиками положения ротора (ДПР) или потока (ДПП) ротора СМ [6].

Датчик положения в СД является составной частью СМ (по аналогии с коллектором двигателя постоянного тока), поскольку, во-первых, обеспечивает при заданном значении тока статора создание максимально возможного момента, поддерживая угол  $\theta$  между векторами тока  $I$  и потока  $\Phi$  равным  $\theta = 90^\circ$ , так как

$$M = k_M \Phi I \sin \theta, \quad (1)$$

и, во-вторых, наличие ДП в СД исключает качание машины и выпадение её из синхронизма, что повышает точность и надежность. Кроме того, с помощью ДП СД формируются фазные токи статора ИД [1]:

$$i_j = I_m \sin[\beta - \varphi(j-1)], \quad (2)$$

где

$$\beta = \omega t; \quad \varphi = \pi / m \text{ или } \varphi = 2\pi / m \quad (3)$$

для чётного и нечётного чисел фаз  $m$  в СД, где  $m \geq 2$ .

Датчик положения в СГ является инструментом для построения датчика скорости ДС, с помощью которого выходное напряжение СГ преобразуется в реверсивный сигнал постоянного тока путем, например, умножения выходного напряжения СГ

$$U_j = U_m \sin[\beta - \varphi(j-1)] \quad (4)$$

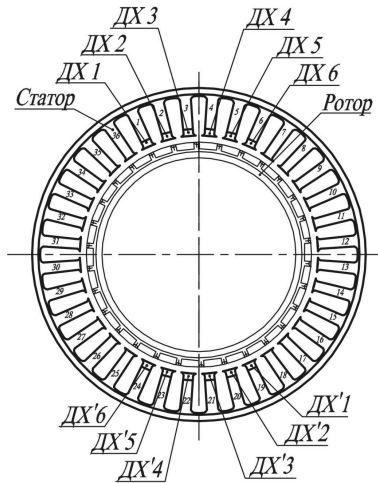
на соответствующие тригонометрические функции  $\sin[\beta - \varphi(j-1)]$  с последующим суммированием полученных произведений. В результате [6]

$$U_{дс} = \sum_{j=1}^m U_m \sin^2[\beta - \varphi(j-1)] = \frac{m}{2} U_m = k_{\Omega} \Omega. \quad (5)$$

Указанные тригонометрические функции могут формироваться непосредственно в ДП или с его помощью в электронной схеме [6].

Таким образом, электромеханическая часть ЭСП должна содержать СД и СГ, каждый со своим ДП. Однако, если СД и СГ выполнены с одним и тем же числом полюсов, то можно использовать один ДП, общий и для СГ. Тогда исполнительная часть ЭСП будет содержать три устройства: СД, СГ и ДП. Обычно они располагаются на одном валу и в общем корпусе [1], образуя исполнительный агрегат (ИА). Отметим, что в последнее время в качестве ДП предпочитают использовать набор датчиков Холла (ДХ) [5]. Чаще всего ДХ размещают на зубцах магнитопровода СГ, распределяя их равномерно по фазам.

В том случае, когда СД и СГ выполнены на одном (общем для них) магнитопроводе, ДХ целесо-



**Рис. 1.** Исполнительный агрегат ЭСП:  $Z = 36$ ;  $2p = 30$ ;  $N = km = 6$ ;  $DX$  – базовые датчики Холла;  $DX'$  – дополнительные  $DX$ ; параметры СМ:  $m = 2$ ,  $k = 3$  – для СД;  $m = 3$ ,  $k = 2$  – для СГ

образно размещать на тех зубцах, на которых нет обмотки СД. На этих же зубцах обычно размещают и обмотки СГ [1] (рис. 1). Делается это для того, чтобы ток статора СД не искажал показания  $DX$  и не наводил помех в обмотке СГ.

Следует сказать, что при дискретном ДП качество формирования тока статора СД и выходного напряжения ДС зависит от числа  $DX$  в ДП – чем оно больше, тем качество формирования лучше. Однако в СМ с ЗШО число  $DX$  в ДП не может быть выбрано произвольно, оно зависит от параметров СМ, в частности, от числа зубцов  $Z$  на статоре и числа полюсов  $2p$  на роторе, а также от их соотношения.

В общем случае число зубцов на статоре СМ с ЗШО выбирается равным [1]:

$$Z = kmn, \tag{6}$$

где  $k$  – число зубцов в фазной группе (т.е. число смежных зубцов, на которых укладываются секции обмотки одной фазы СМ);  $m$  – число фаз;  $n$  – число фазных групп в одной фазе обмотки.

Число полюсов на роторе СМ выбирается равным

$$2p = (km - 1)n \tag{7}$$

или, учитывая формулы (6) и (7),

$$2p = Z - \frac{Z}{km} = Z \frac{km - 1}{km}. \tag{8}$$

Проанализируем это выражение.

Предварительно отметим, что для подавления чётных гармоник в кривой ЭДС СМ число зубцов на статоре обычно выбирается чётным (хотя в некоторых случаях, например в ЭМ типа ГОН, оно выбрано равным 15). Но в ЭМ для ЭСП число зубцов, как правило, выбирается чётным с размеще-

нием их на диаметре статора попарно. В этом случае число пар зубцов  $Z_0 = Z / 2$ , тогда (8) можно записать в виде

$$p = Z_0 \left( 1 - \frac{1}{km} \right) \tag{9}$$

или

$$km = \frac{Z_0}{Z_0 - p}. \tag{10}$$

Во-первых значение  $km$  в таких ЭМ определяет число пар полюсов  $p$  при заданном числе пар зубцов  $Z_0$  – чем оно больше, тем больше значение  $p$  (9), однако оно не может быть больше значения  $Z_0$ . Действительно,

$$Z_0 - p = \frac{Z_0}{km},$$

и минимальное целое число  $Z_0 / km = 1$ . Тогда

$$p_{\max} = Z_0 - 1 \text{ или}$$

$$2p_{\max} = Z - 2, \tag{11}$$

и из (10)

$$(km)_{\max} = Z_0 = \frac{Z}{2}. \tag{12}$$

Во-вторых, непосредственно из (8) следует, что значение  $Z / km$  должно быть чётным, поскольку числа полюсов  $2p$  и зубцов  $Z$  (как указывалось выше) в СМ с ЗШО – чётные. Другими словами, при заданном числе зубцов в ИА выбранное значение  $km$  должно удовлетворять условию

$$kml = Z_0 = \frac{Z}{2},$$

где  $l = 1, 2, 3, \dots$

В противном случае построить СМ с ЗШО не представляется возможным. Действительно, например при  $Z = 36$  выбрать  $km = 12$  нельзя, так как в этом случае число полюсов должно быть равным  $2p = 33$  (!); можно выбрать  $km = 9$  или  $km = 18$  ( $2p = 34$ ).

В-третьих, произведение  $km$  определяет фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_{\text{эл}}$  напряжений на секциях обмотки, размещенных на соседних зубцах статора. Значение  $\Delta\varphi_{\text{эл}}$  определяется разностью угловых расстояний соседних полюсов на роторе  $\Delta\varphi_{\text{р}}$  и на статоре  $\Delta\varphi_{\text{с}}$  с учётом коэффициента редукции (в данном случае –  $p$  [1]:

$$\Delta\varphi_{\text{эл}}^{\circ} = p(\Delta\varphi_{\text{р}} - \Delta\varphi_{\text{с}}). \tag{13}$$

Поскольку

$$\Delta\varphi_{\text{р}} = 180^{\circ} / p; \quad \Delta\varphi_{\text{с}} = 180^{\circ} / Z_0, \tag{14}$$

то с учётом (10) [2]:

$$\Delta\varphi_{\text{эл}} = 180^{\circ} / km. \tag{15}$$

В-четвёртых, значение  $km$  определяет число базовых  $ДХ$  в ДП, которые размещаются на зубцах одной фазной группы в каждой фазе обмотки СМ. Если СД и СГ имеют общий магнитопровод, то именно на этих зубцах размещают обмотки СГ. Очевидно, общее число  $N$  базовых  $ДХ$  в ДП будет равно значению  $km$ , т.е.

$$N = km. \quad (16)$$

К этому надо добавить, что аналогичной формулой определяется и базовое число фаз (секций)  $m_0$  в СМ, из которых формируется необходимое число фаз  $m$  обмотки СМ (в частности, СГ)

$$m_0 = km. \quad (17)$$

Для этого при заданном  $m$  выбирается необходимое число зубцов в фазной группе  $k = m_0 / m$ .

Как правило, базовыми секциями СГ являются те, которые размещены на зубцах с базовыми  $ДХ$ .

Необходимо отметить, что иногда, с целью подавления чётных гармоник, в выходных сигналах ДП и выходном напряжении СГ используют второй (дополнительный) комплект  $ДХ$  и секций обмоток СГ, размещая и те, и другие на диаметрально (по отношению к базовому комплекту) расположенных зубцах (рис. 1). В этом случае общее число  $ДХ$  в ДП и секций обмотки СГ увеличивается вдвое. Однако расчётное число  $ДХ$  для обеспечения заданного качества параметров ЭСП определяется числом базовых  $ДХ$ , т.е. произведением  $km$ , в соответствии с (16).

Качество формирования выходных параметров ЭСП и прежде всего момента СД и выходного напряжения (постоянного тока) ДС задается обычно относительным значением размаха  $\Delta M$  пульсации момента  $M$  при текущем значении  $\Delta M$  и  $M$  для СД и аналогичным значением  $\Delta U_{дс}$  и  $U_{дс}$  для ДС [1]:

$$\frac{\Delta M}{M} = \frac{1,23}{N^2}, \quad \frac{\Delta U_{дс}}{U_{дс}} = \frac{1,23}{N^2}. \quad (18)$$

Отсюда можно получить необходимое число  $ДХ$  ( $N$ ) для удовлетворения заданным требованиям, но при условии (16):  $k = N / m =$ целому числу.

Тогда число зубцов в фазной группе обмоток СМ для СД и СГ должно быть равно (округляя до целого):

$$k_{сд} = \frac{1,11}{m} \sqrt{\frac{M}{\Delta M}}; \quad k_{сг} = \frac{1,11}{m} \sqrt{\frac{U_{дс}}{\Delta U_{дс}}}. \quad (19)$$

Число фаз в ЭСП, как правило, выбирается исходя из требований к электронной схеме привода. Как показано в [5], двухфазная схема по сравнению с трехфазной (выполненной на мостовом ин-

верторе) обеспечивает большую мощность ЭСП, но оказывается более сложной, особенно в построении ПН СГ. Однако, если произведение  $km$  выбрать равным

$$km = 6l \quad (l=1,2,3,...) \quad (20)$$

при условии, что (как уже указывалось)  $Z / km = 2l$ , то можно собственно привод (СД и схему управления им) выполнить двухфазным, а ДС (СГ и ПН СГ) – трехфазным.

На рис. 1 представлен ИА такого ЭСП при выборе  $km=6$  ( $l=1$  в (20)). Параметры ИА следующие: число зубцов на статоре  $Z=36$ , число полюсов на роторе  $2p=30$ , число базовых  $ДХ$   $N=6$ . На рис.1 показано также размещение (при необходимости) дополнительных  $ДХ$  (обозначенных как  $ДХ'$ ). Число фаз для СД  $m=2$ , а число зубцов в фазной группе  $k=3$ . Соответственно, для СГ  $m=3$ ,  $k=2$ . Разность фаз напряжений на секциях обмоток СМ, а также выходных сигналов  $ДХ$ , размещённых на смежных зубцах, из (15) равна

$$\Delta\varphi_{эл} = \frac{180^\circ}{6} = 30^\circ.$$

На рис. 2 представлена электрическая схема предлагаемого ЭСП, выполненная с моментным способом управления ИД [3]. Двухфазный усилитель мощности содержит выходные каскады на четырех силовых ключах (СК)  $1 \div 4$  каждый. Ключи управляются от драйверов с входными суммирующими операционными усилителями (ОУ)  $У3$  и  $У4$ , которые выполняют ещё и функции гистерезисного элемента, обеспечивая режим широтно-импульсной модуляции работы СК в УМ. Усилитель мощности с помощью датчиков тока (ДТ) охвачен глубокой отрицательной обратной связью по току для придания ему свойств усилителя тока. Последнее в результате и обеспечивает регулирование момента ИД в ЭСП. Ток управления  $i_y$  УМ формируется в двухфазном формирователе управляющих сигналов (ФУС), каждая фаза которого выполнена в общем случае на  $N$  резисторно-ключевых схемах (РКС) –последовательного соединения резистора и электронного ключа  $5-9$  [7]. Ключи РКС переключаются сигналами  $ДХ$ , а проводимость  $G$  резисторов в общем случае определяется выражением [7]:

$$G_{ij} = G_m \cos \left[ \alpha_0 + \frac{\pi}{N} (i-1) - \varphi(j-1) \right], \quad (21)$$

где  $i$  – порядковый номер РКС в фазе ФУС ( $1 \leq i \leq N$ );  $j$  – порядковый номер фазы ( $1 \leq j \leq m$ ) в ФУС, в данном случае (при  $\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ ,  $N=6$ ,  $m=2$ )

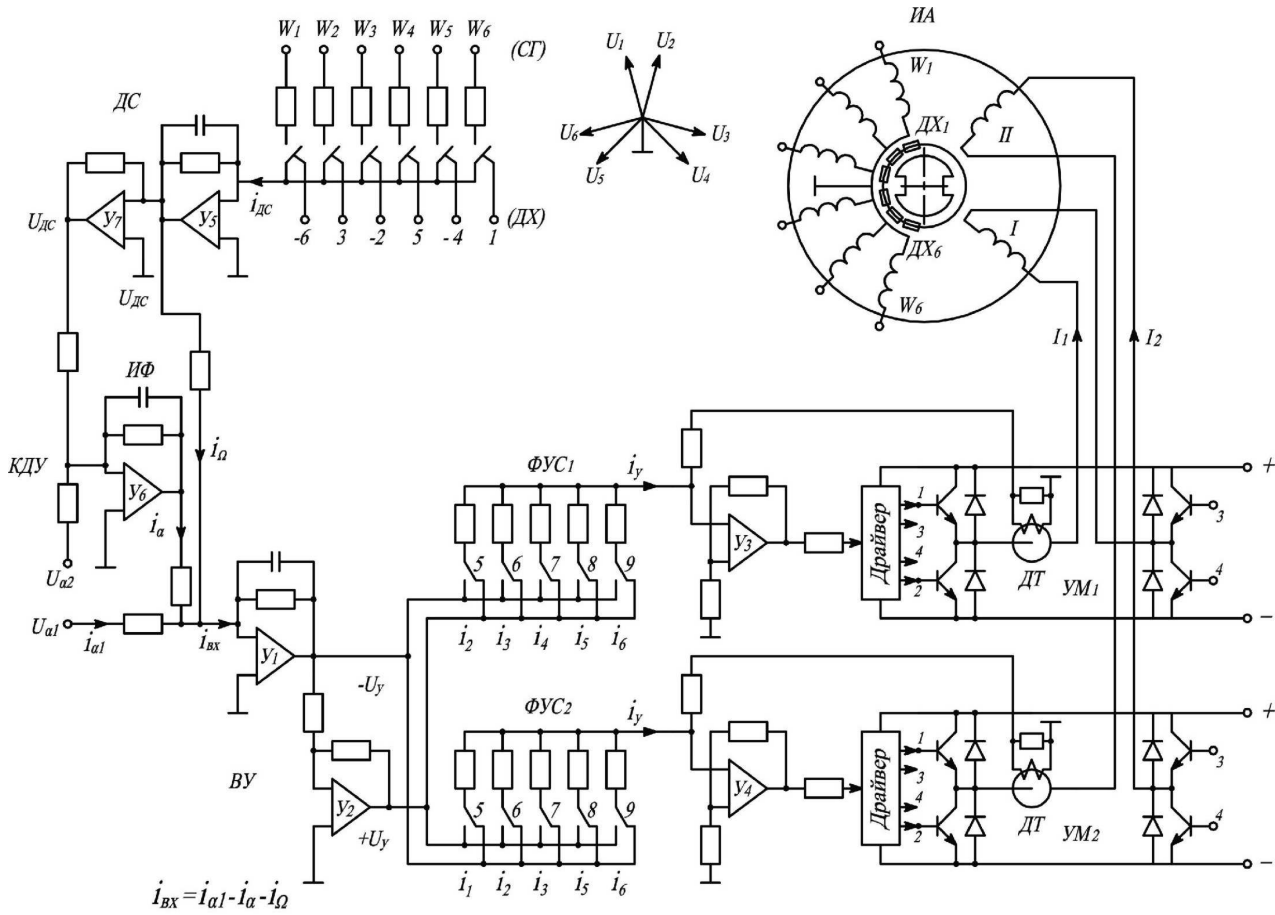


Рис. 2. Электрическая схема ЭСП:  $U_{\alpha 1}$  – сигнал задания;  $U_{\alpha 2}$  – выходное напряжение датчика угла;  $U_{dc}$  – выходное напряжение датчика скорости;  $i_{\alpha}$  – сигнал главной обратной связи;  $U_1 \div U_6$  – выходные напряжения фаз СГ;  $i_{bx} = i_{\alpha 1} - i_{\alpha} - i_{\Omega}$  – входной сигнал ЭСП

$$G_{ij} = G_m \cos \left[ \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6}(i-1) - \frac{\pi}{2}(j-1) \right]. \quad (22)$$

Число РКС в каждой фазе ФУС на рис. 2 равно пяти (при  $km=6$ ), так как проводимость первой ( $i=1$ ) РКС в первой фазе ( $j=1$ ) и четвертой ( $i=4$ ) во второй фазе ( $j=2$ ) ФУС равна нулю ( $G_{11} = G_{42} = 0$ ).

Входным сигналом для ФУС является парафазное напряжение  $\pm U_y$  (рис. 2), значение которого пропорционально входному сигналу  $i_{bx}$  ЭСП. Выходным сигналом ФУС является ток управления  $i_y$ , частота которого  $\omega$  задается частотой работы электронных ключей, которая, в свою очередь, определяется скоростью вращения магнитного поля СД. Ток управления  $j$ -й фазы УМ  $i_{yj}$ , формируемый как сумма токов РКС, равных

$$i_{ij} = U_y G_{ij} \text{sign} \sin \left[ \omega t - \alpha_0 - \frac{\pi}{N}(j-1) \right], \quad (23)$$

определяется формулой

$$i_{yj} = \sum_{i=1}^N i_{ij}. \quad (24)$$

Представив единичную функцию  $\text{sign} \sin \left[ \omega t - \alpha_0 - \frac{\pi}{N}(j-1) \right]$  рядом Фурье и проведя соответствующие математические операции, формулу (24) с учётом (21) можно представить в виде [7]

$$i_{yi} = \frac{2N}{\pi} U_y G_m \times \left\{ \sin \omega t + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{2Nl \mp 1} \sin[(2Nl \mp 1)\omega t - 2Nl\alpha_0 - \varphi(j-1)] \right\} \quad (25)$$

или в данном случае

$$i_{yi} = \frac{12}{\pi} U_y G_m \times \left\{ \sin \omega t + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{12l \mp 1} \sin[(12l \mp 1)\omega t - \frac{\pi}{2}(j-1)] \right\}. \quad (26)$$

На рис. 3 показана форма кривой тока управления для первой фазы ( $j=1$ ) и, соответственно, тока статора СД ( $I = k_{дт} i_y$ , где  $k_{дт}$  – коэффициент пре-

образования ДТ). Характеристика представляет собой шестиступенчатую квазисинусоидальную кривую, в которой, кроме первой (основной), присутствуют и высшие гармоники, наиболее низкие из них 11-я и 13-я с амплитудами, соответственно, 9,1 и 7,7%. Коэффициент гармоник в кривой [7]

$$k_r = \frac{0,907}{N} = \frac{0,907}{6} \quad (27)$$

равен 15%.

При такой форме кривой статорного тока выражение момента СД будет иметь вид [1]:

$$M = M_m \left\{ 1 - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2}{(2Nl-1)(2Nl+1)} \cos 2Nl\beta \right\}. \quad (28)$$

В (28) первый член определяет гладкую составляющую, второй — амплитуду и частоту пульсирующей составляющей момента. Как указывалось выше, размах пульсации момента рассчитывается по (18), а относительная амплитуда первой гармоники пульсации  $a_{\Pi}$  момента, которая в основном и характеризует качество параметров ЭСП, определяется выражением из (28) (в пренебрежении в (28) единицей по сравнению со значением  $4N^2$ ):

$$a_{\Pi} = \frac{2}{4N^2 - 1} \approx \frac{1}{2N^2}. \quad (29)$$

Частота первой гармоники пульсации

$$\omega_{\Pi} = 2N\omega. \quad (30)$$

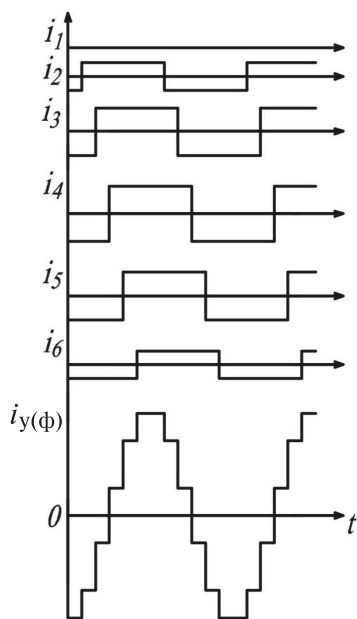


Рис. 3. Формирование тока управления УМ:  $i_1 \div i_6$  — токи РКС;  $i_{y(\phi)}$  — выходной ток фазы ФУС

При выбранном значении  $N=6$  размах пульсации момента составляет 3,4%, амплитуда первой гармоники пульсации момента  $a_{\Pi}=1,4\%$ , а её частота  $\omega_{\Pi}=12\omega$ . При этом колебание частоты вращения ИД, в общем случае определяемое выражением

$$\Delta\omega_{\Pi} = \frac{\Delta\varepsilon}{\omega_{\Pi}} = \frac{\Delta M}{J\omega_{\Pi}}, \quad (31)$$

где  $J$  — момент инерции вращающихся частей ЭСП, в данном случае с учётом (28) и (30) составит

$$\Delta\omega = \frac{M}{4JN^3\omega}. \quad (32)$$

Поскольку момент на валу ИД  $M_B = pM$ , а частота вращения вала  $\Omega = \omega/p$ , можно записать

$$\Delta\Omega = \frac{M}{4JN^3p\Omega}. \quad (33)$$

При  $N=6$  колебание частоты вращения составит

$$\Delta\Omega = \frac{M \cdot 10^{-2}}{8,64J\omega}. \quad (34)$$

Соответственно, колебание угла

$$\Delta\alpha = \frac{M}{8N^4J\omega^2} \quad (35)$$

или в данном случае

$$\Delta\alpha = \frac{M \cdot 10^{-4}}{1,04J\omega^2}. \quad (36)$$

Отметим, что при МСУ форма кривой выходного напряжения УМ будет соответствовать кривой статорного тока (в пренебрежении индуктивностью нагрузки). При этом амплитуда  $A$  равна максимально возможному значению тока через СК ( $I_k$ ), а амплитуда кривой напряжения (в пренебрежении падением напряжения на СК) — напряжению питания  $E$ , т.е.  $A_I = I_k$ , а  $A_U = E$ . Зная амплитуды тока и напряжения, можно определить мощность, которую отдаёт УМ в нагрузку (в ИД). Поскольку выходная мощность УМ (и мощность СД) определяется первыми гармониками тока и напряжения, вычислим значение амплитуды первой гармоники рассматриваемой кривой. Из (26) имеем, полагая  $U_y G_m = 1$ ,

$$A_1 = \frac{12}{\pi} = 3,82. \quad (37)$$

При том же условии амплитуда кривой, в общем случае определяемая выражением (для  $j=1$ )

$$A_{кр} = \sum_{i=1}^N \cos \left[ \alpha_0 + \frac{\pi}{N}(i-1) \right], \quad (38)$$

в данном случае при  $\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ ,  $N=6$  равна

$$A_{кр} = 3,73.$$

Поскольку отношение

$$\frac{A_1}{A_{кр}} = 1,024, \quad (39)$$

то значения  $A_{1I} = 1,024I_k$  для тока статора СД и  $A_{1U} = 1,024E$  для напряжения в фазе УМ (и СД).

Тогда мощность УМ

$$P_m = 2U_m J_m = 2,1EI_k. \quad (40)$$

Отметим, что трехфазный мостовой инвертор (МИ), рассчитанный на работу с таким ИА (при  $m=3, k=2, km=6$ ), отдает в нагрузку (СД) в  $2/\sqrt{3}$  раза меньшую мощность, чем при двухфазной схеме, так как при той же форме кривых тока и напряжения, как в двухфазной схеме (сравните рис. 3 и 4)\*, мощность трехфазной схемы (учитывая, что  $J_\phi = I_k$ , а  $U_\phi = E$ )

$$P_m = \sqrt{3}U_\phi J_\phi = 1,05\sqrt{3}EI_k. \quad (41)$$

Теперь о построении датчика скорости ЭСП.

Как указывалось выше, ДС включает ИЧВ-СГ, датчик положения его потока и ПН СГ в реверсивный сигнал постоянного тока. В общем случае ПН строится на базе множительных устройств (МУ), реализующих выражение (5).

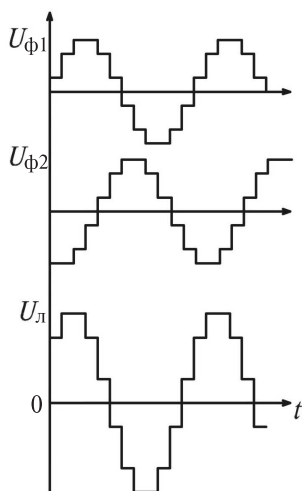


Рис. 4. Форма выходного напряжения трехфазного МИ:  $U_{\phi 1}$ ,  $U_{\phi 2}$  – фазные напряжения;  $U_\Delta$  – линейное напряжение МИ

\* Такое положение можно объяснить тем, что и в двух-, и в трехфазной схемах УМ число образующих кривых тока и напряжения одинаково и равно числу базовых фаз  $m_0 = km = 6$  (см. рис. 2).

Множительные устройства могут быть построены на РКС (как ФУС) [5] (см. рис. 2). Однако квазисинусоидальные МУ довольно сложны в изготовлении, так как схема РКС здесь двухполупериодная и требует вывода от средней точки обмоток СГ. Однако, если число базовых фаз  $m_0$  в СГ кратно нечётному числу (например трем), то схему ПН можно значительно упростить. Для этого, во-первых, следует соединить базовые секции в многофазную звезду, общую точку которой заземлить ( $\perp$  на рис. 2), а свободные концы соединить с соответствующей РКС; во-вторых, выполнить РКС по однополупериодной схеме, как показано на рис. 2. Выходным сигналом ПН СГ и ДС в целом является суммарный ток  $m_0$  фаз СГ и  $N$  РКС –  $i_{дс}$ . По существу такая схема ПН представляет собой многофазный однополупериодный синхронный детектор (выпрямитель) тока, но по своим выходным характеристикам он эквивалентен двухполупериодному синхронному детектору напряжения (см. рис. 5, где показано формирование выходного сигнала  $i_{дс}$  при  $m_0=6$ , а также – рис. 2).

В этом случае выходной сигнал ДС

$$i_{дс} = U_m G_m \sum_{j=1}^m \sin[\beta - \varphi(j-1)] \text{sign} \sin[\beta - \varphi(j-1)].$$

Представив, как и ранее, единичную функцию рядом Фурье, получим (учитывая, что  $m_0 = N$ ):

$$i_{дс} = c_{\Omega} \Omega_{(m)} \left\{ 1 - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2}{l^2(2Nl)^2 - 1} \cos 2Nl\beta \right\}. \quad (42)$$

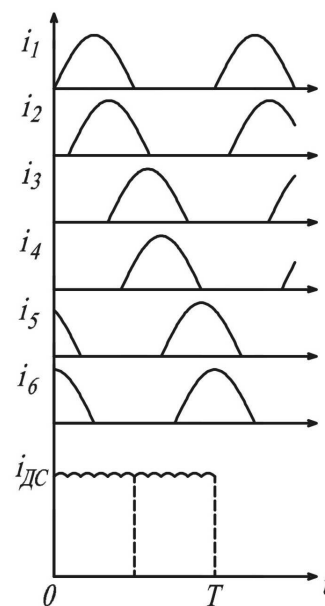


Рис. 5. Формирование выходного сигнала датчика скорости при  $m_0 = km = 6, \Delta\varphi_{эл} = 30^\circ$ :  $i_1 \div i_6$  – токи РКС;  $i_{дс}$  – выходной ток ДС  $\Delta i_{дс} / i_{дс} = 0,0342(3,42\%)$

Размах пульсации напряжения  $U_5$  на выходе ОУ (без конденсатора фильтра) определяется (18) со всеми вытекающими отсюда последствиями. Так, размах пульсации  $\Delta i_{дс}$  (и  $\Delta U_{дс}$ ) при  $N=6$  составляет из (18) 3,4% текущего значения  $i_{дс}$ , а амплитуда первой гармоники пульсации и её частота составляют в соответствии с (29) и (30) значения  $a_{п1}=1,4\%$  и  $\omega_{п1}=12\omega$ .

Если выходной ОУ ( $U_5$  на рис. 2) выполнен как интегрирующий (на частоте  $\omega_{п1}$ ) фильтр, то пульсация на его выходе с учетом (30) будет определяться выражением

$$\Delta U_{дс} = \frac{U_{дс}}{2N^2\omega_{п1}} = \frac{U_{дс}}{4N^3\omega} \quad (43)$$

или в данном случае

$$\Delta U_{дс} = \frac{U_{дс} \cdot 10^{-2}}{8,64\omega}. \quad (44)$$

Отметим, что при таком построении ДС проводимость  $G$  резисторов всех РКС в ПН оказывается одинаковой. Поэтому для обеспечения необходимого сдвига фаз на  $90^\circ$  между напряжением на секции СГ и сигналом соответствующего ДХ (так как  $e = -d\Phi/dt$ ) секции обмоток СГ и ДХ одноименных фаз размещают на зубцах ортогонально расположенных групп обмоток. В рассматриваемом ИА это легко реализуется, поскольку  $\Delta\varphi_{эл} = 30^\circ$  (см. рис. 2).

Следует сказать, что напряжение  $U_{дс}$  в ЭСП (рис. 2) используется не только в качестве корректирующего сигнала  $i_{\Omega}$ , снижающего порядок передаточной функции ЭСП, но и как сигнал, компенсирующий запаздывание, вносимое сглаживающим фильтром (на ОУ  $U_6$ ) в цепи сигнала главной обратной связи по углу  $U_{\alpha 2}$ . В этом случае образуется двухканальный комбинированный датчик угла (КДУ), на выходе которого формируется сигнал [5]

$$i_{\alpha} = \frac{k_{\alpha}\alpha_2 + c\varphi\alpha}{1 + pT_{\phi}},$$

где  $p$  — оператор.

На низких частотах входного воздействия, когда  $k_{\alpha}\alpha_2 \gg c\varphi\alpha$ , сигнал главной обратной связи  $i_{\alpha}$  определяется напряжением  $U_{\alpha 2} = k_{\alpha}\alpha_2$ , а на высоких частотах, когда  $k_{\alpha}\alpha_2 \ll c\varphi\alpha$ , — напряжением  $U_{дс} = c\varphi\alpha$ . В последнем случае  $i_{\alpha} = \frac{c}{T_{\phi}}\alpha$ , т.е. формируется как интеграл от частоты вращения. Это приводит к тому, что на высоких частотах, в диапазоне которых могут возникнуть автоколебания, из замкнутого контура ЭСП исключается механическая передача с ее люфтами и упругими деформациями — основными причинами возникновения автоколебаний в ЭСП. Это обстоятельство в конечном счете повышает устойчивость привода [3] и дает возможность увеличить его коэффициент усиления. Такой же способ формирования выходных сигналов используется и в высокоскоростных приводах при формировании сигналов ДП для компенсации запаздывания в ДХ, которое в таких приводах относительно велико [3].

Как указывалось выше, ИА ЭРП может быть спроектирован в двух вариантах. Первый предполагает использование двух отдельных машин (СД и СГ) со своими магнитопроводами, второй вариант — с общим для них магнитопроводом. Оба решения имеют как положительные, так и отрицательные стороны. К достоинствам первого варианта конструкции ИА можно отнести, во-первых, отсутствие индуктивной связи между обмотками СД и СГ, что исключает ограничение полосы пропускания ЭСП критической частотой [1]

$$\omega_{кр} = \sqrt{\frac{c_e k_M}{JL_{дг}}},$$

значение которой в данном случае (при взаимной индуктивности  $L_{дг} = 0$ ) стремится к  $\infty$ . Во-вторых, имеется возможность выбрать в СД и СГ максимально возможное число полюсов на роторе при заданном числе зубцов на статоре, а именно,  $2p = Z - 2$  (11), что обеспечивает максимально возможные значения момента СД и крутизны СГ.

Такую конструкцию ИА обычно применяют в ЭСП астрономических инструментов, как правило, с большим диапазоном частоты вращения (порядка  $10^5$ , как в КФТ «Висмутин»), начиная с долей оборота в сутки (как в комплексе «Крона») при значении момента от 10 до 200 кгм и более [8]. Размеры СД в таких ИА достаточно велики, чтобы разместить внутри СД информационные машины — СГ и ДП [1]. К достоинствам первого варианта ИА можно отнести возможность «безболезненного» подавления четных гармоник в ЭДС двигателя и генератора, а также — в выходных сигналах ДП.

Основным недостатком первого варианта ИА являются его громоздкость и низкие массогабаритные показатели, особенно при использовании ЭМ с электромагнитной редукцией частоты вращения [1,8].

Основное достоинство второго варианта ИА — хорошие массогабаритные показатели и высокая добротность [4], особенно для СМ с ЗШО. Заметнее всего это сказывается в высокоскоростных ИА ЭРП при низком (около 27 В) напряжении питания [5], когда обмотки СД и СГ размещены на одних и тех же зубцах статора, а иногда и намотаны



в параллель [1]\*\*. В этом случае появляется возможность выбрать максимально возможное число полюсов, в частности,  $2p=10$  при  $Z=12$ .

Тем не менее, для ЭСП, работающих на средних и низких частотах вращения, при питании их от повышенного напряжения (около 310 В) наличие индуктивности  $L_{дг} \neq 0$  является основным недостатком второго варианта ИА, поскольку может привести к ограничению полосы пропускания ЭСП и, следовательно, к потере точности и плавности слежения ЭСП.

Для уменьшения значения  $L_{дг}$ , как указывалось, обмотки СД и СГ размещают на разных зубцах статора. При этом обмотку СГ укладывают на смежных зубцах, как в ЭСП катера «Соболь» [1], — базовые секции располагают на зубцах 1–6 (рис.1), а дополнительные — на зубцах 19–24. На остальных зубцах размещают секции обмотки СД. Иногда этого оказывается недостаточно, и в ИА выделяют так называемые «экранирующие» зубцы, свободные от обмоток и СГ, и СД. Они располагаются между зубцами с обмотками СД и СГ, например, на зубцах 7, 18, 25 и 36. В низкооборотных ЭСП с большим диаметром СД и, соответственно, большим числом зубцов на статоре, например,  $Z=72$ , при  $2p=60$  (как в ЭСП комплекса «Обзор») выделяют по три экранирующих зубца с каждой стороны обмотки СГ [1]. Очевидно, такой способ уменьшения значения  $L_{дг}$  приводит к снижению момента СД, так как при этом уменьшается число зубцов  $Z_{д}$ , выделенных под обмотку СД, поскольку

$$Z_{д} = Z - Z_{г} - Z_{э} \quad (45)$$

или, учитывая (17),

$$Z_{д} = Z - 2km - Z_{э}. \quad (46)$$

Так, в рассматриваемом ЭСП при  $Z_{э}=4$  на долю СД приходится только 56% полного числа зубцов ( $Z=36$ ), а в ЭСП комплекса «Обзор» — 67%.

Это обстоятельство сводит на нет основное преимущество второго варианта ИА — высокую добротность СД и ИА в целом. В такой ситуации целесообразно выбрать первый вариант построения ИА — на двух магнитопроводах с размещением СГ и ДХ внутри СД [1]. Но это не всегда выполнимо по конструктивным соображениям, например, если внутри СД проходит шарико-винтовая передача (ШВП) силового редуктора [1].

Для таких ЭСП в качестве альтернативы можно предложить следующую конструкцию. Общий магнитопровод статора (возможно, и ротора) разделить по длине на две неравные части. На одной

(большей) разместить обмотки СД, а на другой (меньшей) — обмотки СГ и ДХ (в том числе и дополнительные) ДП. При этом обмотки СД и СГ уложить во всех  $Z$  пазах своих магнитопроводов, что исключит появление четных гармоник в ЭДС машин, а также — в выходных сигналах ДП. В такой конструкции ИА по сравнению с его конструкцией по второму варианту значение  $L_{дг}$  оказывается существенно меньше. Объясняется это тем, что индуктивная связь обмоток СД и СГ сильно ослаблена, так как осуществляется она через воздушный зазор между лобовыми частями обмоток. Однако при необходимости между СД и СГ может быть установлен кольцевой экран, что может приблизить значение  $L_{дг}$  к нулю. К достоинствам такой конструкции можно отнести и возможность выбора максимального числа полюсов  $2p=Z-2$  (11).

Кроме того, предлагаемая конструкция обеспечивает заданные значения момента СД и крутизны СГ при заданном диаметре магнитопроводов (выполненных на одних и тех же листах стали статора) и диаметре ротора при меньшей длине магнитопровода. Это можно показать следующим образом. Полагая, что момент СД и выходное напряжение СГ равны:

$$M = k_{д} Z_{д} I; \quad U_{г} = c Z_{г} I_0, \quad (47)$$

можно записать, что для предлагаемого варианта

$$M = k_{д} 36 I; \quad U_{г} = c 36 I_0;$$

для второго варианта, когда  $Z_{г} = 2km = 12$ , а  $Z_{д} = 36 - 12 - 4 = 20$ ,

$$M = k_{д} 20 I; \quad U_{г} = c 12 I_0.$$

Отсюда следует, что  $I_1 = 20 / 36 I_2 = 0,556 I_2$ ;  $I_0 = 12 / 36 I_2 = 0,333 I_2$ .

Как видно, общая длина магнитопровода предлагаемого варианта составляет 0,889 длины магнитопровода второго варианта ИА. Аналогичные расчёты, проведенные для ИА при  $Z=72$ ,  $2p=60$ , показывают, что сокращение длины магнитопровода предлагаемого варианта составляет 17%.

Таким образом, оказывается очевидным, что увеличение значения  $km$  (например, для повышения качества тока СД и выходного напряжения ДС) приводит к снижению момента СД в ИА второй модификации (46).

Так, попытка увеличить значение  $km$  до 18 в ИА с числом зубцов на статоре  $Z=36$  приводит к тому, что на долю СД не остаётся ни одного зубца. Для ИА с  $Z=72$  на долю СД в этом случае (при  $km=18$ ) остаётся 24 зубца, т.е. 33%. В то же время в предлагаемом варианте ИА никаких ограничений на выбор значения  $km$  вплоть до значения  $(km)_{\max}$  (12)

\*\* Это можно делать, поскольку при малом числе витков в обмотках значения  $L_{д}$ ,  $L_{г}$  и, соответственно,  $L_{дг}$  малы, что не сказывается на ограниченной полосе пропускания ЭРП [1].

нет. Это обстоятельство является ещё одним преимуществом предлагаемого варианта конструкции ИА.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 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.
2. Каржавов Б.Н. О выборе типа электрических машин для исполнительных агрегатов электрических рулевых приводов летательных аппаратов. — Электричество, 2015, № 2, с. 60—63.
3. Каржавов Б.Н. Об управлении моментом исполнительного двигателя в электроприводах. — Электричество, 2011, №2, с. 39—45.
4. Карасев В.А. Новые системы малоинерционных исполнительных двигателей постоянного тока. — Электротехника, 1970, № 8, с. 4—7.
5. Каржавов Б.Н. Электрические рулевые приводы на базе синхронных агрегатов. — Электричество, 2014, № 10, с. 45—53.
6. Бродовский В.Н., Каржавов Б.Н., Рыбкин Ю.П. Бесколлекторные тахогенераторы постоянного тока. — М.: Энергия, 1982, 128 с.

7. Каржавов Б.Н. Функциональные квазисинусоидальные преобразователи. — М.: НТЦ «Информтехника», 2003, 53 с.

8. Высокооточные 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.

[24.08.2016]

Авторы: Беспалов Виктор Яковлевич окончил Московский энергетический институт (МЭИ) в 1960 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию «Асинхронные машины для динамических режимов работы». Профессор «НИУ «МЭИ».

Каржавов Борис Николаевич окончил радиофаккультет Московского электротехнического института связи в 1957 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию «Приборы и устройства систем управления и специальных электроприводов». Главный научный сотрудник ЦНИИ автоматики и гидравлики (ЦНИИ АГ).

*Elektrichestvo (Electricity), 2017, No. 6, pp. 43–52*

DOI:10.24160/0013-5380-2017-6-43-52

## Synchronous Machines with Tooth-pitch Winding in Control Drives

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

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

*The paper's subject is structural design of direct torque control drive with synchronous electric motor. The drive servo assembly has been developed on the base of permanent magnet synchronous machinery (motor and generator) having tooth-pitch stator windings. Discrete Hall effect position sensors are used in the set. Detailed comparative analysis of synchronous machines (including those with tooth-pitch) advantages before the other types used in electric drives. Device under consideration distinguishing feature is combination of qualities of 2-phase control scheme of 2-phase servomotor and 3-phase speed sensor scheme, based on 3-phase synchronous generator and circuit converting its output signal into reversible DC signal. Expressions are given allowing for finding number of Hall elements in position sensor structure. Fairly new design of the servo assembly was developed. Its integrated construction has motor and generator windings separated on different cores of the same stator, providing better mass-dimensions indices in comparison with well known setups.*

**Key words:** electric control drive, direct torque control, machine servo motor, synchronous motor, synchronous, winding tooth-pitch driver, signal converter, resistor-switch networks, power amplifier, integrating filter

## REFERENCES

1. 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.
2. Karzhavov B.N. *Elektrichestvo — in Russ. (Electricity)*, 2015, No. 1, pp. 60—63.
3. Karzhavov B.N. *Elektrichestvo — in Russ. (Electricity)*, 2011, No. 2, pp. 39—45.
4. Karasyev V.A. *Elektrotehnika — in Russ. (Power Engineering)*, 1970, No. 8, pp. 4—7.
5. Karzhavov B.N. *Elektrichestvo — in Russ. (Electricity)*, 2014, No. 10, pp. 45—53.

6. Brodovskii V.N., Karzhavov B.N., Rybkin Yu.P. *Beskollektornye takhogeneryatory postoyannogo toka* (Collectorless DC tachogenerators). Moscow, Publ. «Energiya», 1982, 128 p.

7. Karzhavov B.N. *Funktional'nye kvazisinusoidal'nye preobrazovateli* (Functional quasinusoidal converters). Moscow, Scientific Technical Centre «Informtehnika», 2003, 53 p.

8. *Vysokotochnyye sistemy upravleniya i privody dlya vooruzheniya i voennoy 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.

[24.08.2017]