

Электрические рулевые приводы на базе синхронных агрегатов

КАРЖАВОВ Б.Н.

Рассматриваются актуальные вопросы, связанные с улучшением технических характеристик рулевых электроприводов летательных аппаратов и особенностями их проектирования на основе синхронных электрических машин с магнитоэлектрическим возбуждением. Приведены примеры технической реализации рулевых электроприводов с синхронными электрическими машинами, отражающими предложенные в статье принципы их построения и подтверждающими достоверность методик их расчета.

Ключевые слова: рулевой электропривод, летательный аппарат, синхронный двигатель, синхронный генератор, исполнительный механизм, методика расчета, примеры технической реализации

Рулевые приводы, в том числе и электрические (ЭРП), предназначены (по определению) в основном для управления рулями летательных аппаратов (ЛА) [1]. Однако принципы построения ЭРП могут быть использованы в конструкции и других электроприводов (ЭП), например для поворота лопастей винтов вертолета или управления интерцепторами быстроходных катеров [1, 2].

При разработке ЭРП следует учитывать, что они являются внутренним контуром системы управления (СУ) ЛА, поэтому к их статическим характеристикам (в частности к точности отработки рулем заданного углового положения) не предъявляются жестких требований, так как основной (внешний) контур СУ легко компенсирует возможную неточность изменением входного сигнала ЭРП. Однако к характеристикам, обеспечивающим динамический режим (в частности отработку входного синусоидального сигнала), предъявляются повышенные требования. При этом масса и габариты ЭРП должны быть минимальными, а сам он должен размещаться в специально отведенном для него месте [3].

Обычно для расчета ЭРП задаются следующие основные параметры:

время работы t , являющееся основным параметром для тепловых расчетов;

максимальный угол a_{\max} отклонения исполнительного органа (ИО) – руля;

время перевода t_{Π} руля из нулевого положения в максимальное;

максимальный момент M_{\max} (или составляющие его моменты – шарнирный $M_{\text{ш}}$ и трения $M_{\text{тр}}$);

среднее значение момента $M_{\text{ср}}$ («среднегреющий» момент), составляющего, как правило, $(0,3, 0,4)M_{\max}$, или циклограмма работы привода для его определения; используется для тепловых расчетов исполнительного двигателя ЭРП;

значения рабочих частот W_p (или скоростей n_p) и ускорений e_p задаются либо непосредственно, либо в виде амплитуды угла отклонения руля d_m на частоте w_p ; в последнем случае указанные параметры могут быть определены по формулам:

$$W_p = d_m w_p; \quad (1)$$

$$e_p = d_m w_p^2. \quad (2)$$

Для определения установленной мощности P_{\max} ЭРП необходимо знать скорость холостого хода $n_{x,x}$ ($W_{x,x}$), которая определяется максимальной частотой вращения вала руля n_{\max} (W_{\max}) и «просадкой» напряжения питания ИД при максимальной нагрузке. Обычно

$$n_{x,x} = (1,1, 1,2)n_{\max}. \quad (3)$$

Как правило, максимальная скорость развивается в режиме перевода руля и зависит от времени выхода t_B на этот режим (рис. 1). Значение n_{\max} можно определить из выражения

$$n_{\max} = \frac{a_{\max} - 0,5n_{\max}t_B}{t_{\Pi} - t_B} = \frac{a_{\max}}{t_{\Pi} - 0,5t_B}. \quad (4)$$

Время t_B определяется значением e_p и обычно не превышает $0,1t_{\Pi}$, в этом случае

$$n_{\max} = \frac{a_{\max}}{0,95t_{\Pi}} \approx 1,053 \frac{a_{\max}}{t_{\Pi}}. \quad (5)$$

При этом установленная мощность

$$P_{\max} = M_{\max} n_{x,x} \quad (6)$$

будет с учетом (3) определяться выражением

$$P_{\max} = 1,25M_{\max} \frac{a_{\max}}{t_{\Pi}}. \quad (7)$$

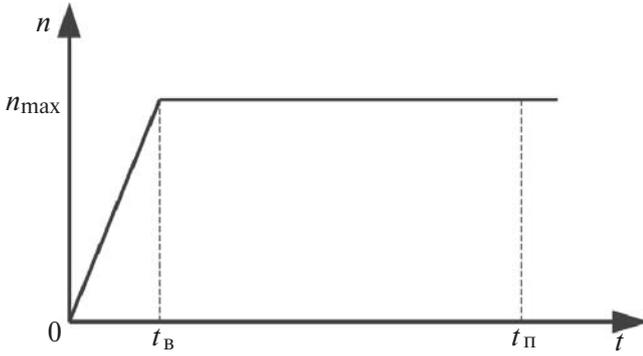


Рис. 1

Таким образом, зная требования к выходным характеристикам ЭРП, можно выбрать его структуру и определить параметры ее частей – исполнительной (электромеханической) и управляющей (электронной).

Обычно в качестве электромеханической части в ЭРП используется исполнительный агрегат (ИА), содержащий исполнительный двигатель (ИД), измеритель скорости вращения (ИСВ) и датчик положения (ДП) потока ИА [4]. Электронная часть – схема управления (СУ) – содержит преобразующие устройства и усилитель мощности (УМ). В качестве ИД и ИСВ в ЭРП используются синхронный двигатель (СД) и синхронный генератор (СГ), выполненные с зубцовым шагом обмотки [2], так как СД обладает наибольшей добротностью, а СГ – наибольшей удельной крутизной [3] по сравнению с другими типами машин. В качестве ДП чаще всего используется набор датчиков Холла (ДХ) (рис. 2).

Как правило, в ЭРП используется моментный способ управления (МСУ) ИД [5], заключающийся в регулировании тока статора I (и, соответственно, момента M) ИД пропорционально значению входного сигнала. При этом для получения максималь-

но возможного момента при заданном токе статора обеспечивают ортогональность векторов потока Φ и тока I (т.е. поддерживают угол $q=90^\circ$), так как

$$M_{дв} = c_m F I \sin q. \tag{8}$$

Именно для этого ИД и снабжается обычно датчиком положения потока (ДПП) или датчиком положения ротора (ДПР) [5], с помощью которого на выходе усилителя мощности (УМ) ЭРП и формируются заданные значение и фаза тока в обмотках СД. Это, в частности, исключает возможность выпадения СД из синхронизма (аналогично тому, как это имеет место в двигателях постоянного тока (ДПТ) – том же СД, функции ДП в котором выполняет механический коллектор).

К достоинствам МСУ, кроме того, можно отнести высокое быстродействие (в рабочем диапазоне регулирования) и повышенную надежность (за счет контроля статорного тока).

Поскольку передаточная функция ЭРП (как позиционной системы) с МСУ имеет второй порядок, что может привести к возникновению автоколебаний в ЭРП, то в целях исключения такой возможности ЭРП снабжается датчиком скорости (ДС), который снижает порядок передаточной функции и формирует жесткие выходные характеристики ЭРП [6].

Обычно ДС содержит ИСВ (в данном случае – СГ) и преобразователь сигналов (ПС) СГ в реверсивный сигнал постоянного тока [7].

Для преобразования выходных напряжений СГ в реверсивный сигнал постоянного тока фазные напряжения СГ умножают на соответствующие тригонометрические функции угла поворота его ротора (или потока) с последующим суммированием полученных произведений в соответствии с формулой (например, для числа фаз $m=2$) [7, 8]:

$$U_{дс} = U_S = U_{сг} \sin b U_0 \sin b + U_{сг} \cos b U_0 \cos b = U_{сг} U_0 = c_e W. \tag{9}$$

Напряжения $U_0 \sin b$ и $U_0 \cos b$ формируются с помощью ДП ротора (или его потока), который размещается на валу СГ или на его статоре [7]. Датчик положения может быть аналоговым (в виде электрической машины или магнитомодуляционным [2]) либо дискретным, построенным, например, на датчиках Холла. Последние в основном и применяются в ЭРП [2] и для СД, и для СГ. При этом, если СГ и СД расположены на одном валу и имеют одинаковое число полюсов, то для них может быть использован один общий ДП.

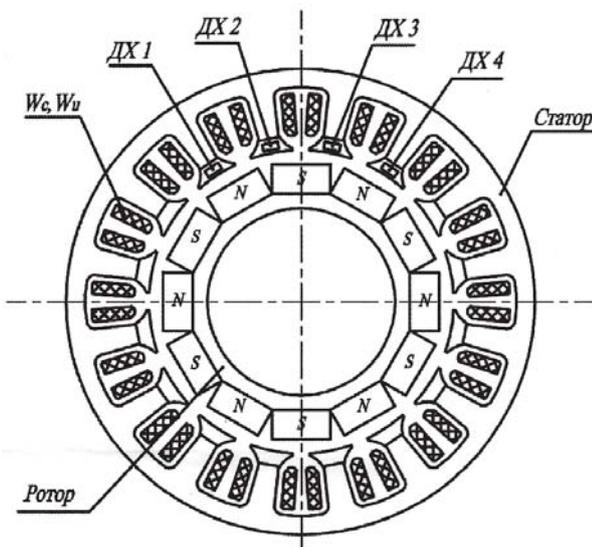


Рис. 2

Таким образом, исполнительная часть ЭРП, как указывалось выше, должна содержать три устройства (СД, СГ и ДП), расположенные на одном валу. Они могут быть выполнены на одном магнитопроводе – на магнитопроводе СД [2], образуя компактный исполнительный агрегат (ИА) ЭРП [4]. Именно поэтому ИА с СД и СГ (выполненными с зубцовым шагом обмотки) и нашли применение в ЭРП [2]. В качестве ДП здесь используется набор датчиков Холла, которые в ДП чаще всего размещаются в магнитном зазоре и обычно располагаются на зубцах статора одной фазовой группы [2] (рис. 2)*.

Число датчиков Холла N определяется требованиями к качеству выходных параметров ЭРП: спектральному (по номерам n гармоник) составу выходного тока усилителя мощности (УМ) и размаху пульсации момента (DM) СД и выходного напряжения ДС (DU), а также – частоте f_{Π} и амплитуде a_{Π} первой гармоники пульсации момента и напряжения ДС. Значения указанных величин определяются формулами [2]:

$$\begin{aligned} n &= 2Nl \pm 1, \quad l = 0, 1, 2, \dots; \\ f_{\Pi 1} &= 2Nf; \quad a_{\Pi 1} = \frac{2}{(2N-1)(2N+1)}; \\ \frac{DM}{M} &= \frac{DU}{U_{\text{ДС}}} = \frac{1,24}{N^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

Следует сказать, что число N в ЭМ с зубцовым шагом обмотки определяется произведением km [2] и при $m = \text{const}$ зависит только от числа k зубцов в фазовой группе. В (10) оно не может быть больше $N_{\text{max}} = km$.

При наличии такого ДП формирователь управляющих сигналов (ФУС) [5] силовыми ключами УМ и преобразователь сигналов (ПС) СГ целесообразно строить на базе резисторно-ключевых схем (РКС) – последовательного соединения резистора и электронного ключа [9, 5]. Число РКС в фазах ФУС и ПС СГ определяется числом N в ДП. Для получения выходного сигнала ФУС или ПС выходные токи РКС суммируются.

Управление ключами РКС осуществляется сигналами датчиков Холла ДП, а проводимость резисторов определяется выражением (для j -й фазы) [9]:

$$G_{ij} = G_m \cos[b_0 + b(i-1) - j(j-1)], \quad (11)$$

где $b = 2\pi / N$ или $b = \pi / N$, $j = 2\pi / m$ или $j = \pi / m$ соответственно для нечетного и четного чисел N и

m ; $b_0 = \pi / 2 (\neq \pi)$ – для ФУС и $b_0 = -\pi / 2$ (так как ЭДС $e = -W \frac{dF}{dt}$) – для ПС.

При этом выходной сигнал (в виде тока) ФУС приобретает форму квазисинусоидальной ступенчатой кривой, определяемой выражением [9]:

$$i_j = i_m \left\{ \sin \omega t + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{2Nl} \sin[(2Nl-1)\omega t - 2Nlb_0 - j(j-1)] \right\}, \quad (12)$$

где $i_m = U_y G_m$, а выходной сигнал (ток) ПС (сигнал ДС) [2, 5]:

$$i_{\text{ДС}} = c_e \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2}{(2Nl-1)(2Nl+1)} \cos 2Nlb_0. \quad (13)$$

Отметим, что входным сигналом для ФУС является парафазное управляющее напряжение $\pm U_y$ (рис. 3), а для ПС в общем случае – парафазное напряжение с выхода СГ.

Усилитель мощности ЭРП с МСУ выполняют в виде регулятора реверсивного тока I_j , построенного на силовых ключах, работающих в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Число фаз в УМ и ЭРП в целом (как правило, $m = 2$ или 3) выбирается исходя из требований к качеству параметров, экономичности или из соображений простоты схемы.

Ниже рассматриваются варианты схем ЭРП в двухфазном ($m = 2$) и трехфазном ($m = 3$) исполнении. Предварительно отметим следующее.

Очевидно, для многофазных ($m \geq 2$) схем минимальное число ДХ $N = 2$, т.е. при $m = 2$ – по одному ДХ на каждую из двух фаз СД. Однако это решение, хотя и является наиболее простым, оказывается нерациональным по двум причинам. Во-первых, спектральный состав кривой статорного тока содержит все высшие гармоники, включая третью, амплитуда которой составляет 33% амплитуды первой (основной) гармоники. Это приводит к дополнительному (на 11%) нагреву обмоток СД. Во-вторых, при $N = 2$ размах пульсации момента СД и выходного напряжения ДС составляет 31% [см. формулу (10)]. Последнее вынуждает применять на выходе ДС сглаживающий фильтр с большой постоянной времени, в частности в 8 раз большей, чем при использовании четырех ДХ в ДПП, учитывая увеличение в 2 раза частоты f_{Π} при $N = 4$. Поэтому минимальное число ДХ в ДПП должно выбираться равным $N = 3$ для $m = 3$ и $N = 4$ для $m = 2$.

На рис. 3 представлена схема управления (СУ) двухфазного ЭРП с ИА, имеющего следующие параметры: $Z = 16$, $2p = 12$, $k = 2$, $m = 2$, $N = 4$ (рис. 2).

* Число зубцов k в фазовой группе (при заданном m) определяет число полюсов в ИА [2].

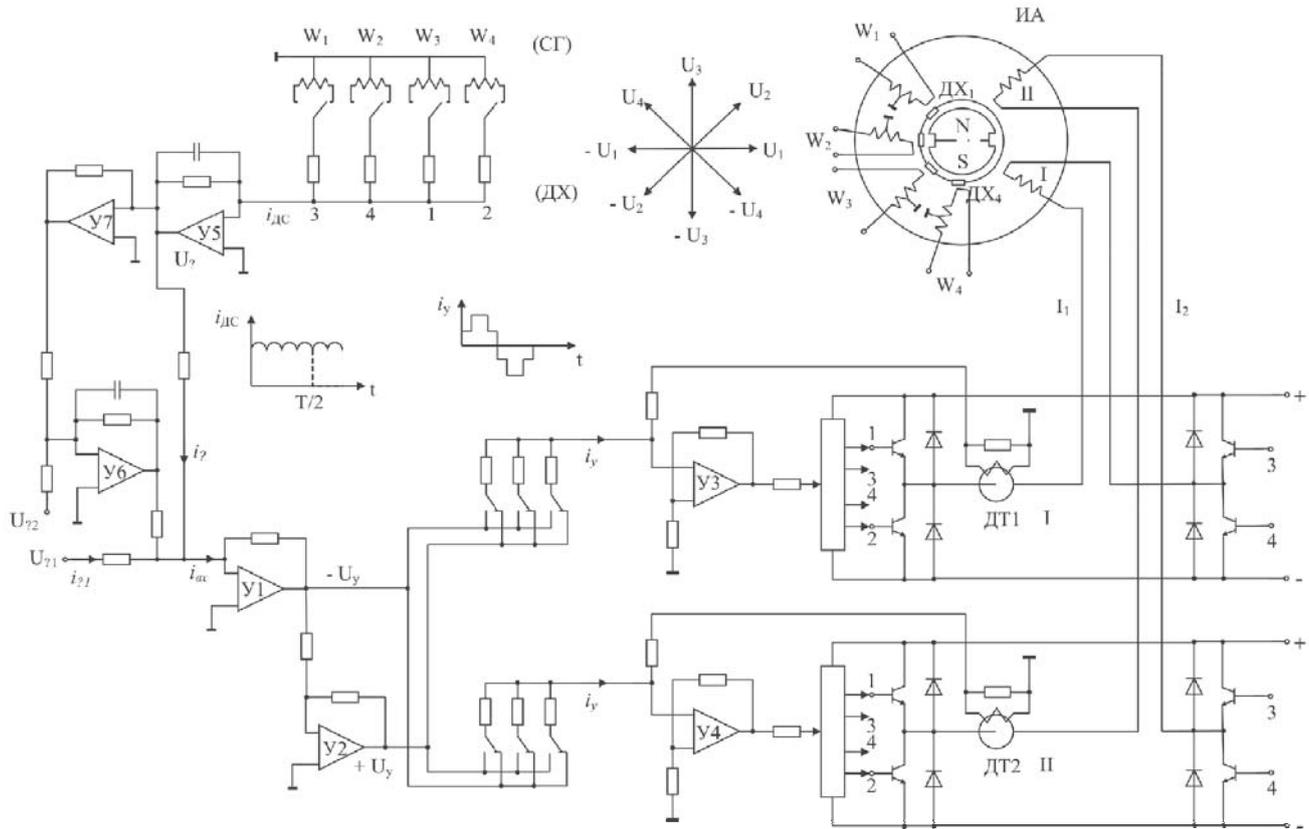


Рис. 3

В общем случае ЭРП содержит, кроме ИА и СУ, также силовой редуктор (СР) и датчик главной обратной связи по угловому положению (датчик угла – ДУ) с преобразователем угла (ПУ) в сигнал U_{a2} . В ЭРП может также входить приборный редуктор (ПР), соединяющий ДУ с исполнительным органом, например с аэродинамическим рулем (АР) [2, 3].

Входящий в СУ ЭРП усилитель мощности (УМ) построен на базе двух (по фазам) мостовых схем на четырех силовых ключах каждый. С помощью датчиков тока (ДТ) он охвачен глубокой отрицательной обратной связью по выходному току I – току статора СД. Для обеспечения режима ШИМ силовых ключей на его входе включен гистерезисный элемент, выполненный на операционном усилителе (ОУ) Y_3 (и Y_4). Управление силовыми ключами – непосредственно от драйвера.

При выбранных параметрах ИА (прежде всего $N=4$) параметры УМ и СД будут определяться формулами: $n=8/\pm 1$; $f_{\Pi}=8f$; $DM/M=0,078$ (т.е. 7,8%); $a_{\Pi 1}=0,032$ (т.е. 3,2%). Следовательно, в кривой статорного тока будут отсутствовать две самые низкие из высших гармоник – третья и пятая, а амплитуда первой гармоники пульсации частотой $f_{\Pi}=8f$ составляет 3,2%. При этом форма статорного тока при управлении моментом будет иметь

вид четырехступенчатой (за полупериод) квазисинусоидальной кривой с амплитудой, равной максимально возможному току через силовой ключ I_K (рис. 3). Такую же форму будет иметь (в пренебрежении индуктивностью рассеяния L_S обмотки СД) и напряжение на выходе УМ с амплитудой, равной напряжению питания E , если считать равным нулю падение напряжения на силовых ключах. Амплитуда первой гармоники такой кривой [9]:

$$A_1 = \frac{2}{\rho} Na = \frac{8}{\rho} a \quad (A_1 = 2,548a), \quad (14)$$

где $a = U_y G_m$, при амплитуде квазисинусоидальной кривой (для $j=1$)

$$A_{кр} = a \sum_{i=1}^N \frac{\epsilon \rho}{\epsilon 2} + \frac{\rho}{N} (i-1) \dot{u} \quad (15)$$

для $N=4$ значение $A_{кр} = 2,414a$.

Следовательно, значение $A_1 = 1,055 A_{кр}$ и, соответственно,

$$U_{1m} = 1,055E, \quad i_{1m} = 1,055I_K. \quad (16)$$

Поскольку мощность УМ и СД определяется первыми гармониками напряжения и тока, то значение мощности по выражению $P = m U_{\Phi} I_{\Phi}$ будет равно:

$$P_m = 2,22EI_K; P_{\text{эф}} = 1,11EI_K. \quad (17)$$

В соответствии с (11) ФУС содержит в каждой фазе три РКС с перекидными ключами, переключающими резисторы с напряжения $+U_y$ на $-U_y$ и обратно, эти напряжения вырабатывает ВУ, выполненное на операционных усилителях U_1 и U_2 .

На вход ВУ подаются сигналы (токи), пропорциональные сигналам задания U_{a1} , главной обратной связи U_a и корректирующему сигналу ДС U_W , т.е.

$$i_{\text{вх}} = i_{a1} - i_a - i_W. \quad (18)$$

Преобразователь сигналов СГ построен на четырех РКС с перекидными ключами, на вход каждой подается парафазный сигнал с соответствующей секции обмотки СГ, средний вывод которой заземлен. При таком построении схемы ПС необходимо, чтобы ключи в РКС переключались синфазно с входным напряжением данной РКС, как это имеет место в однофазном двухполупериодном выпрямителе, т.е. выходное напряжение n -го ДХ, управляющего ключом i -й РКС и определяемое выражением

$$U_n = U_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{6} nb + \frac{p}{4} (n-1) \dot{\psi} \quad (19)$$

а также ЭДС i -й секции обмотки СГ

$$e_i = e_m \cos \frac{\pi}{6} b + \frac{p}{4} (i-1) \dot{\psi} \quad (20)$$

совпадали по фазе. В двухфазной схеме (при $m=2$) это можно сделать, положив $i-n = \pm 2$.

Так, для преобразования сигнала e_1 в выходной сигнал (ток) РКС (I на рис. 3) используется напряжение с выхода ДХ (3), а для РКС (3) – напряжение ДХ (1) и т.д. Выходной сигнал ПС – сигнал ДС $i_{\text{дс}}$ – будет определяться формулой (13). При $N=4$ размах пульсации тока составляет 7,8%, а значение $a_{\text{п1}} = 3,2\%$ при частоте $f_{\text{п}} = 8f$.

Формирователь сигналов обратной связи, выполненный на ОУ U_6 с RC -контуром в цепи обратной связи, представляет собой фильтр нижних частот с постоянной времени $T_{\text{ф}}$. Фильтр предназначен для подавления помех, возникающих на выходе ПУ, выполненного, в частности, в виде фазочувствительного выпрямителя (ФЧВ). На вход фильтра подаются сигналы, пропорциональные углу a_2 и скорости W . В этом случае на выходе фильтра будет формироваться напряжение [2]:

$$U_{\text{ф}} = \frac{k_a a_2 + c_e W}{1 + pT_{\text{ф}}} \quad (21)$$

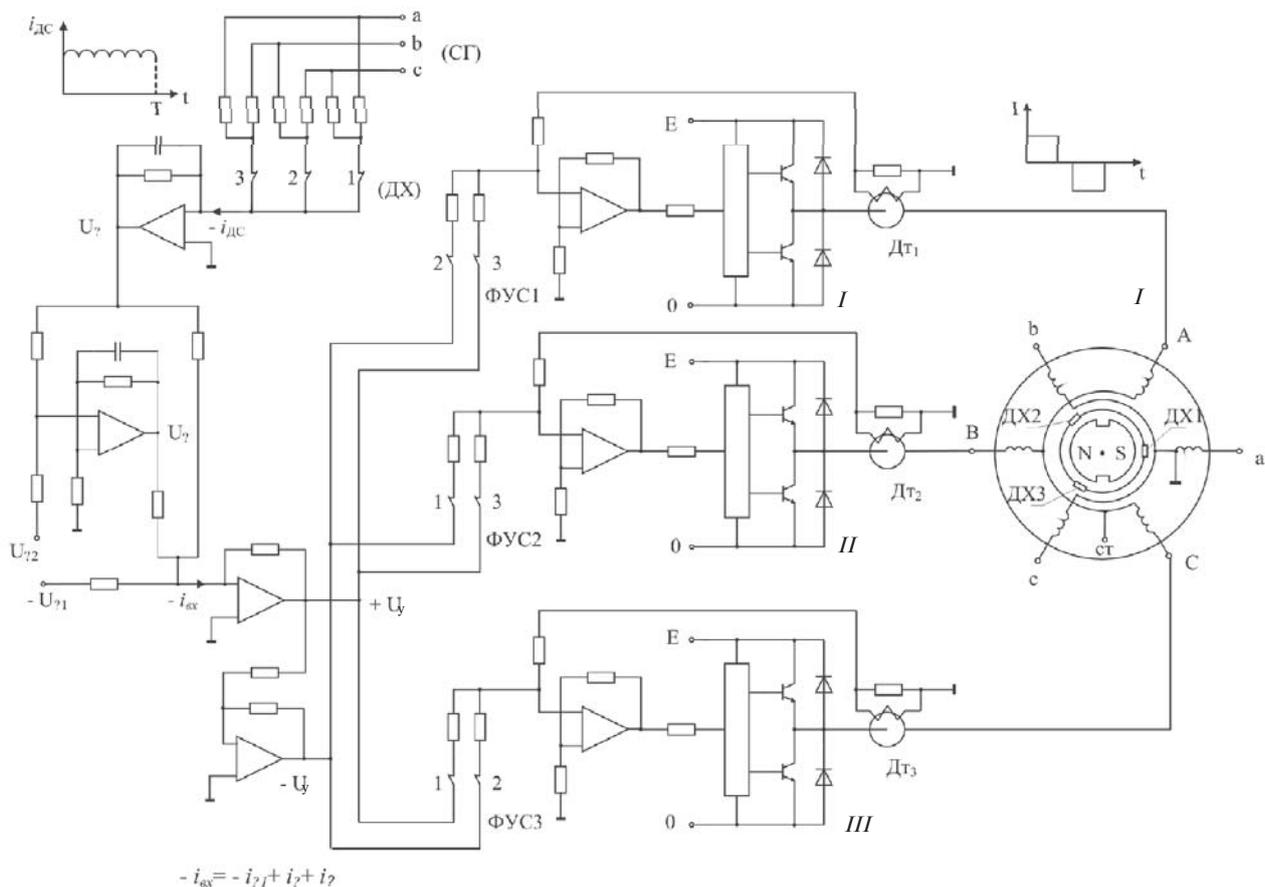


Рис. 4

или, учитывая, что

$$W = pa, \quad (22)$$

$$U_{\phi} = \frac{k_a a_2 + c_e pa}{1 + pT_{\phi}}. \quad (23)$$

Параметры фильтра k_a , c_e и T_{ϕ} выбираются так, чтобы на низких частотах изменения входного сигнала U_{a1} , близких к статическому режиму, $k_a a_2 \gg c_e W$, а $pT_{\phi} \ll 1$, тогда

$$U_{\phi} = k_a a_2. \quad (24)$$

На высоких частотах (вплоть до ω_{cp}), на которых могут возникнуть автоколебания из-за наличия люфтов и упругих деформаций в механической передаче (в частности, в СР), должны выполняться соотношения $k_a a_2 \ll c_e W$ и $pT_{\phi} \gg 1$, тогда

$$U_{\phi} = \frac{c_e}{T_{\phi}} a. \quad (25)$$

В этом случае из замкнутого контура ЭРП исключается механическая передача, и описание рабочего процесса привода начинает соответствовать интегралу от скорости вращения СГ, что исключает возможность возникновения автоколебаний. Отметим, что на средних частотах при условии $c_e / k_a = T_{\phi}$ запаздывание, вносимое фильтром, компенсируется опережающим сигналом ДС.

К вышеизложенному следует добавить, что при $m=2$ ИА может быть построен так, чтобы индуктивная связь обмоток СГ и СД отсутствовала, что исключит ограничение полосы пропускания привода значением критической частоты $\omega_{кр}$ [4].

Рассмотрим трехфазную схему ЭРП (рис. 4) [2] с ИА, имеющим параметры $Z=18$, $2p=12$, $m=3$, $k=1$, $N=3$. Отличие ее от двухфазной схемы заключается в основном в построении УМ и ПС СГ.

В этой схеме УМ выполнен в виде трехфазного мостового инвертора (МИ) на полумостовых схемах (I, II, III). При выбранных параметрах ИА параметры УМ будут определяться выражениями: $n=6ml$, $f_{\Pi}=6f$, $DM/M=13,8\%$, $a_{\Pi 1}=5,7\%$. Следовательно, в кривой статорного тока будут отсутствовать только кратные трем гармоники ($n=3l$), а форма тока будет представлять собой трехступенчатую квазисинусоидальную кривую (рис. 4) с амплитудой I_K . Такую же форму будет иметь и фазное напряжение УМ с амплитудой $E/2$. Амплитуда первой гармоники такой кривой [10]:

$$A_{Ii} = \frac{2\sqrt{3}}{p} I_K, \quad A_{IU} = \frac{2\sqrt{3}}{p} \frac{E}{2}, \quad (26)$$

а мощность УМ и СД

$$P_m = \frac{18}{p^2} EI_K, \quad P_{\text{эф}} = \frac{9}{p^2} EI_K = 0,91 EI_K. \quad (27)$$

В соответствии с (11) ФУС построен на двух РКС в каждой фазе УМ [2]. В отличие от двухфазной схемы в РКС используются обычный (не перекидной) ключ, что несколько упрощает построение РКС. Преобразователь сигналов СГ выполнен на трех РКС с двумя резисторами, подключенными к разным секциям обмотки СГ (рис. 4), без среднего вывода [11]. Секции включены в звезду с заземленной общей точкой, проводимость резисторов РКС рассчитывается по (11).

Такое построение ПС обеспечивает синфазность работы ключей с суммарным током резисторов. Схема по существу является однополупериодным выпрямителем тока и идентична двухполупериодному выпрямителю напряжения (но с меньшей в два раза крутизной преобразования). Выходные параметры ПС СГ следующие: размах пульсации выходного напряжения 13,8% при частоте $f_{\Pi}=6f$, а амплитуда первой гармоники пульсации 5,7%. На выходе ПС нет инвертирующего ОУ, поэтому сигнал задания U_{a1} , поступающий на вход ЭРП, должен подаваться с отрицательным знаком (рис. 4).

Отметим, что преобразователь сигналов (ПС) СГ может быть построен и на РКС, содержащих один резистор, если необходимый сдвиг фаз выпрямляемого сигнала на входе ключа осуществлять сложением не токов фаз, а напряжений на секциях СГ (рис. 5). Для этого СГ снабжается дополнительными секциями, которые включаются последовательно с основными (см. рис. 5), образуя соединение зигзаг [2]. В этом случае при одном и том же числе витков обмоток СГ его крутизна оказывается в $2/\sqrt{3}$ раза меньше, чем в первом варианте ПС, однако при одном и том же коэффициенте преобразования ПС уменьшается нагрузка на СГ.

Следует сказать, что трехфазная схема ЭРП может быть выполнена как на базе частотно-токового

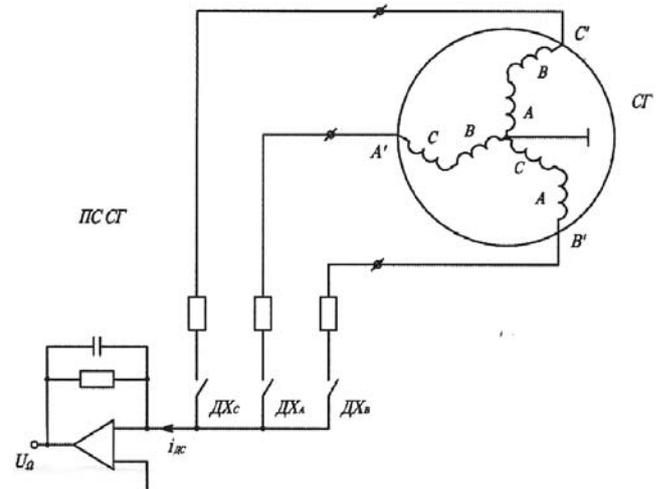


Рис. 5

управления (ЧТУ) ИД (как показано на рис. 4), так и на базе вентильных схем [12, 2] с двумя ДТ (или с одним, но с двумя силовыми обмотками) [10, 5]. Однако и в том, и в другом случаях выходные параметры ЭРП формируются одинаковыми.

Сравнивая рассмотренные выше схемы ЭРП, можно констатировать следующее.

1. Выходная мощность двухфазной схемы в 1,22 раза больше, чем трехфазной, а форма выходного тока более близка к синусоиде – в ней нет наиболее низких высших гармоник (кроме третьей, отсутствует и пятая). Это еще (на 4%) уменьшает потери в обмотках СД и их нагрев, с одной стороны, и повышает плавность вращения СД, с другой. Так, пульсация момента снижается в 1,8 раза при увеличении частоты пульсации в 1,35 раза, а колебания угла СД уменьшаются в 3,2 раза [4].

2. Качество выходного сигнала ДС $i_{дс}$ в двухфазной схеме лучше, чем в трехфазной: пульсация выходного сигнала в 1,8 раза меньше, а ее частота в 1,35 раза выше, что при заданной пульсации на выходе фильтра позволяет уменьшить его постоянную времени в 2,4 раза, повысив частоту среза $\omega_{ср}$ и увеличив точность обработки сигнала задания ЭРП.

3. С точки зрения сложности построения двухфазная схема проигрывает трехфазной¹, так как ее УМ имеет восемь силовых ключей против шести, а в ФУС и ПС используются перекидные (т.е. сдвоенные одинарные) электронные ключи; СГ имеет четыре обмотки со средним выводом против трех в трехфазной схеме, а ДП – четыре против трех ДХ (но два ДТ против трех в трехфазной схеме).

Последнее обстоятельство иногда (особенно в ЭРП малогабаритных ЛА с ограниченным временем работы) оказывается определяющим в выборе трехфазного варианта ЭРП. Так, для малогабаритного ЛА был спроектирован трехфазный ЭРП, рассчитанный на кратковременный режим работы. Он был построен на базе ИА с параметрами: $Z=12$, $2p=8$, $m=3$, $k=1$, $N=3$. Привод обеспечивал на выходе при напряжении питания 24 В параметры: $M_m = 8 \text{ кгж}$, $\omega_p = 140^\circ/\text{с}$, $\omega_{х.х} = 150^\circ/\text{с}$, $e = 160 \text{ рад}/\text{с}^2$, $a_m = \pm 30^\circ$.

В целях обеспечения длительного режима работы ЛА был разработан трехфазный ЭРП с улучшенным качеством выходных характеристик – меньшей (в 4 раза) пульсацией момента и выходного напряжения ДС и меньшей (в 8 раз) постоянной времени фильтра ДС. Для этого в ИА ЭРП были выбраны следующие параметры: $Z=12$, $2p=10$, $m=3$, $k=2$, $N=6$ (т.е. в ДП используются шесть

ДХ). Привод обеспечивал на выходе при напряжении питания 28,5 В: $a_m = 25^\circ$; $M_m = 6 \text{ кгж}$ при $M_{тр} = 1 \text{ кгж}$, $\omega_p = 100^\circ/\text{с}$, $\omega_{х.х} = 120^\circ/\text{с}$, $e = 110 \text{ рад}/\text{с}^2$.

Для малогабаритных ЛА (типа управляемых снарядов) с ограниченным временем работы были разработаны ЭРМ с исполнительным механизмом (ИМ) специальной так называемой «двухэтажной» конструкции [2], когда ИД как бы надстроен над СР, выполненным в виде шариковинтовой передачи (ШВП). Это позволило уменьшить диаметр СД за счет увеличения (в разумных пределах) его длины, особенно в случае применения малогабаритной ШВП, например диаметром 8 мм.

Такая конструкция ИМ была разработана для ЭРМ малогабаритного ЛА с очень коротким сроком работы. Последнее дало возможность форсировать ИД и значительно сократить габариты и массу ИА в целом. Один из вариантов ИМ ЭРП был рассчитан на формирование в нагрузке шарнирного момента $M_{ш} = 90 \text{ Нж}$, угловой скорости $\omega_{х.х} = 145^\circ/\text{с}$, углового ускорения $e = 180 \text{ рад}/\text{с}^2$ при частоте среза частотной характеристики $\omega_{ср} = 316 \text{ рад}/\text{с}$ [3].

Отметим, что рассмотренная конструкция ИМ была применена в ЭРП (с относительно длительным временем работы) управляемой головной части ракеты «Аэрофон» [1, 2]. Однако в качестве ИД был применен двигатель постоянного тока (ДПТ). Электропривод обеспечивал на выходе максимальный момент $M_m = 100 \text{ Нж}$ при среднем значении момента $M_{ср} = 40 \text{ Нж}$, скорость $\omega_{х.х} = 280^\circ/\text{с}$, $\omega_p = 150^\circ/\text{с}$, $e = 80 \text{ рад}/\text{с}^2$, $\omega_{ср} = 80 \text{ рад}/\text{с}$. Следует сказать, что электрическая схема ЭРП с ДПТ значительно проще схемы с машиной переменного тока, но сам двигатель оказывается существенно тяжелее и более громоздким, чем СД.

Конструкция ИМ, но с серийным ДПТ типа ДПР-72 была разработана и для специализированных приводов управляемой головной части вертолетов.

Отметим, что до настоящего времени ЭРП, как правило, строились на СД специальной разработки и обычно в трехфазном исполнении. Однако с развитием элементной базы вопрос о сложности схемы отошел на второй план. Появилась тенденция к использованию двухфазных схем, которые в наибольшей степени реализуют возможности синхронного ИА, повышая мощность и улучшая качество выходных параметров исполнительного агрегата и ЭРП в целом.

Для перспективных ЛА был разработан двухфазный ИА на напряжение питания 57 В. Расчетные значения основных параметров ЭРП следующие: $M_{max} = 200 \text{ Нж}$, $\omega_{max} = 250^\circ/\text{с}$, $e_{max} = 200 \text{ рад}/\text{с}^2$.

¹ Особенно выполненной как вентильный привод [12] с одним ДТ [10].

Время перевода руля из нулевого положения в максимальное (42°) составляет 0,2 с. Для статора использовались стандартные листы электротехнической стали, ИМ был выполнен в собственном корпусе с подшипниками и планетарным редуктором на выходе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Высокоточные** системы управления и приводы для вооружения и военной техники/Под ред. В.Л. Солунина. — М.: Изд-во Московского государственного технического университета (МГТУ) им. 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. **Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржавов Б.Н., Рыбкин Ю.П.** Электрические рулевые приводы с синхронными исполнительными двигателями. — Вопросы оборонной техники, сер. 9, вып. 1 (223), 2000, с. 18–21.
4. **Каржавов Б.Н.** Построение синхронных агрегатов для электроприводов с управлением моментом исполнительного двигателя. — Электричество, 2013, № 4, с. 31–38.
5. **Каржавов Б.Н.** Об управлении моментом исполнительного двигателя в электроприводах. — Электричество, 2011, № 2, с. 39–45.
6. **А.с. 253226 (СССР).** Бесконтактный реверсивный регулируемый привод/В.Н. Бродовский, Б.Н. Каржавов, Ю.П. Рыбкин. — БИ, 1969, № 30.

Elektrichestvo (Electricity), 2014, No. 10, pp. 45–52.

7. **Бродовский В.Н., Каржавов Б.Н., Рыбкин Ю.П.** Бесконтактные тахогенераторы постоянного тока. — М.: Энергия, 1982, 129 с.

8. **А.с. 186556 (СССР).** Способ преобразования сигнала синхронной тахомашины/В.Н. Бродовский, Б.Н. Каржавов, Ю.П. Рыбкин — БИ, 1966, № 19.

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

10. **Каржавов Б.Н.** Анализ работы трехфазных инверторов при различных способах управления ключами. — Вопросы оборонной техники, сер. 9, вып. 1(230) — 2(231), 2007, с. 49–58.

11. **Патент 2392730 (РФ).** Электрический следящий привод/Б.Н. Каржавов, Н.В. Буторин, В.Н. Бродовский. — БИ, 2010, № 17.

12. **Бродовский В.Н., Каржавов Б.Н.** Вентильные приводы с моментным управлением. — Вопросы оборонной техники, сер. 9, вып. 2(225), 2002, 27–31.

[21.05.14]

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

Steering Wheel Electric Drives Constructed on the Basis of Synchronous Machine Sets

B.N. KARZHAVOV

Topical matters relating to improvement of the technical characteristics of steering-wheel electric drives used in aircraft and the specific features of working out their designs on the basis of magneto-electrically excited synchronous machines are considered. Technical requirements imposed on steering-wheel electric drives are presented. The effect the overall dimensions of the actuator motor have on its quality factor and the effect the design features of the synchronous machine have on its power capacity are considered. Application of a synchronous machine rotor's discrete position sensor as a rotation frequency sensor for a synchronous generator equipped with resistive-switch converters controlled by the output voltage is substantiated. Principles for generating stepped quasi sine-wave phase currents in the synchronous machines used in steering-wheel electric drives are proposed. Specific features relating to technical implementation of the information and power parts of an electric drive constructed on the basis of two- and three-phase synchronous machines are considered. Examples illustrating technical implementation of steering-wheel electric drives on the basis of synchronous machines reflecting the proposed principles of their development and confirming the validity of their calculation procedures are given.

Key words: steering-wheel electric drive, aircraft, synchronous motor, synchronous generator, actuator, calculation procedure, examples of technical implementation

REFERENCES

1. **Vysokotochnye sistemy upravleniya i privody dlya vooruzheniya i voennoi tekhniki (High-Precision Control Systems and Drives for Arms and Military Equipment)**/Pod red. V.L. Solunina. (Edit. by V.L. Solunin). Moscow. Publ. of 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. Publ. of the Bauman Moscow State Technical University, 2006, 240 p.

3. **Brodovskii V.N., Zimin A.V., Karzhavov B.N., Rybkin Yu.P.** *Voprosy oboronnoi tekhniki (Problems of Defense Technics)*. Ser. 9, iss. 1 (223), 2003, pp. 18–21.

4. **Karzhavov B.N.** *Elektrichestvo (Electricity)*, 2013, No. 4, pp. 31–38.

5. **Karzhavov B.N.** *Elektrichestvo (Electricity)*, 2011, No. 2, pp. 39–45.

6. **А.с. 253226 (SSSR).** *Beskontaktnyi reversivnyi reguliruyemyi privod (Contactless Reverse Controlling Drive)* / V.N. Brodovskii, B.N. Karzhavov, Yu.P. Rybkin. — Bulletin, 1969, No. 30.

7. Brodovskii V.N., Karzhavov B.N., Rybkin Yu.P. *Beskollektornye takhogenery postoyannogo toka* (Collectorless DC Tachogenerators). Moscow. Publ. «Energiya», 1982, 129 p.

8. A.s. 186556 (SSSR). *Sposob preobrazovaniya signala sinkhronnoi takhomashiny* (A Method for Transformation Signal of Synchronous Tachomachine). Bulletin, 1966, No. 19.

9. Karzhavov B.N. *Funktsional'nye kvazisinusoidal'nye preobrazovateli* (Functional Quasi Sine-Wave Converters). Moscow. Scient. And Technical Center «Informtechnical», 2003, 53 p.

10. Karzhavov B.N. *Voprosy oboronnoi tekhniki (Problems of Defense Technics)*. Ser. 9, iss. 1 (230) – 2(231), 2007, pp. 49–58.

11. (RF) Patent № 2392730. *Elektricheskii sledyashchii privod* (Electric Servodrive)/B.N. Karzhavov, N.V. Butorin, V.N. Brodovskii. Bulletin, 2010, No. 17.

12. Brodovskii V.N., Karzhavov B.N. *Voprosy oboronnoi tekhniki (Problems of Defense Technics)*. Ser. 9, iss. 2(225), 2002, pp. 27–31.

Author: Karzhavov Boris Nikolayevich (Moscow, Russia) – Doctor of Techn. Sci., Chief Scientific Researcher, the Automatics and Hydraulics Centre Scientific Institute.