

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

УДК 621.3+62-5

Игорь Сергеевич Полющенко

ООО НПО «Рубикон – Инновация», кандидат технических наук, инженер отдела №36, Россия, Смоленск,
e-mail: polyushenckov.igor@yandex.ru

Разработка следящего электропривода с векторным управлением вентильным электрическим двигателем

Авторское резюме

Состояние вопроса. Следящие электроприводы используются в разнообразных системах управления движением. Одним из типов электрических машин, применяемых в следящих электроприводах, является вентильный двигатель, для векторного управления которым требуется выполнение координатных преобразований в зависимости от углового положения его ротора. При этом в ортогональной системе осей, вращающейся вместе с ротором, формируется задание величины электромагнитного момента, а в неподвижной трехфазной системе осей осуществляется управление силовым преобразователем. Для выполнения координатных преобразований требуется высокая интенсивность выборки сигналов и своевременное по отношению к угловому положению ротора выполнение вычислений, затратных по времени, чем ограничивается скорость вращения, которая достижима электроприводом, в том числе, при отработке динамических процессов движения. Это обстоятельство ставит вопрос об увеличении вычислительных ресурсов путем распределения задач управления между двумя микропроцессорными устройствами в составе электропривода, соединенными по быстродействующему интерфейсу.

Материалы и методы. При разработке следящего электропривода с векторным управлением вентильным электрическим двигателем применены методы алгоритмизации процессов управления, методы теории автоматического управления, а также методы разработки и отладки программного обеспечения. При разработке программного обеспечения электропривода применена технология модельно-ориентированного программирования.

Результаты. Дано детализированное описание разработки следящего электропривода с векторным управлением вентильным электрическим двигателем, в котором для увеличения располагаемых вычислительных ресурсов задачи управления распределены между сервоконтроллером и сервоусилителем. Предложено выполнять задачи, связанные с регулированием угла поворота, формированием задания электромагнитного момента во вращающейся системе осей и вычислением заданий фазных токов в неподвижной системе осей с помощью сервоконтроллера. Предложено осуществлять формирование фазных токов при управлении силовым преобразователем с помощью сервоусилителя в неподвижной системе осей. Для этого заданные величины фазных токов в неподвижной системе осей передаются от сервоконтроллера сервоусилителю в виде аналоговых сигналов. Показано, что согласование выполнения вычислений достигается благодаря быстродействию этого аналогового интерфейса и реализации сервоусилителя в неподвижной системе осей.

Выводы. Примененные технические решения позволили выделить вычислительный ресурс сервоусилителя для повышения интенсивности ввода и обработки сигналов, используемых при векторном управлении вентильным электрическим двигателем. Предложенное распределение задач управления между двумя устройствами, соединенными в составе электропривода быстродействующим интерфейсом, при учете используемых ими сигналов и данных способствует улучшению характеристик электропривода, но требует согласованного их выполнения. Сервоусилитель разработан как полноценное устройство, которое может быть применено в составе системы управления движением в количестве, зависящем от числа ее осей. Разработанное программное обеспечение сервоконтроллера может послужить прототипом для многокоординатной системы управления движением.

Ключевые слова: сервоусилитель, автоматическое регулирование положения, система управления движением, модельно-ориентированное программирование, векторное управление

Igor Sergeevich Polyushenkov

LLC R&D Company "Rubicon – Innovation", Candidate of Engineering Sciences, (PhD), Engineer, Department №36, Russia, Smolensk, e-mail: polyushenkov.igor@yandex.ru

Development of servo electric drive with vector control of brushless alternating current motor

Abstract

Background. Servo electric drives are used in various motion control systems. One of the types of electric machines used in servo electric drives is brushless alternating current motor. For its vector control it is necessary to implement coordinate transformations depending on the angular position of its rotor. In this case, in the orthogonal system of axes rotating together with the rotor, the target value of the magnitude of the electromagnetic torque is set and in the stationary three-phase system of axes, the power converter is controlled. To perform coordinate transformations, a high intensity of signal sampling and timely execution of calculations in relation to the angular rotor position are required. It limits the rotation speed that can be achieved by the electric drive, including when processing dynamic motion processes. Thus, there is a question of increasing computing resources by distributing control tasks between two microprocessor devices in the electric drive connected via a high-speed interface.

Materials and methods. During the development of a servo electric drive with vector control of a brushless alternating current motor, the authors have used the methods of algorithmization of control processes, methods of the automation control theory, as well as methods of development and debugging software. When developing the software for the electric drive, the technology of model-based programming has been used.

Results. The article provides a detailed description of the development of a servo electric drive with vector control of a brushless alternating current motor, in which the control tasks are distributed between the servo controller and the servo driver to increase the available computing resources. It is proposed to use a servo controller to perform tasks related to control the angle of rotation, forming the target value of electromagnetic torque in the rotating axis system and calculating the target values of phase currents in the stationary axis system. Phase current generation during power converter control is performed using a servo driver in stationary system of axis. To achieve this, the phase current target values in the stationary axis system are transmitted from the servo controller to the servo driver in the form of analog signals. It is shown that the coordination of the calculations is achieved due to the speed of this analog interface and the implementation of the servo driver in the stationary axis system.

Conclusions. The applied technical solutions make it possible to allocate the computing resource of the servo driver to increase the intensity of input and processing of signals used in vector control of a brushless alternating current motor. The proposed distribution of control tasks between two devices connected as parts of an electric drive by a high-speed interface, considering the signals and data used by them, contributes to improvement of characteristics of electric drive, but requires their coordinated implementation. The servo driver is designed as a full-fledged device that can be used as a part of a motion control system in a quantity depending on the number of its axes. The developed servo controller software can serve as a prototype for a multi-coordinate motion control system.

Key words: servo driver, automatic control of position, system of motion control, model-based programming technology, vector control

DOI: 10.17588/2072-2672.2025.5.068-080

Введение. Следящие электроприводы с микропроцессорным управлением применяются в разнообразных технологических установках, станочном оборудовании и других системах управления движением. Для этого они должны соответствовать требованиям по точности и динамике автоматического регулирования положения [1, 2]. При разработке электропривода, в том числе следящего, необходимо учитывать специфику управления для применяемого в нем типа электрического двигателя. Так, в следящих электроприводах распространено применение вентильных электрических двигателей (ВД) [3]. Они сочетают преимущества конструкции электрических машин переменного тока и возможности по регулированию скорости вращения ротора. Для формирования электромаг-

нитного момента вентильного двигателя применяется векторное управление. Оно связано с координатными преобразованиями между ортогональной системой осей, вращающейся вместе с ротором, в которой осуществляется регулирование электромагнитного момента с расчетом его заданной величины, и неподвижной трехфазной системой осей, в которой осуществляется управление силовым преобразователем [1–3]. С учетом ограниченности вычислительного ресурса и быстродействия микропроцессорной техники векторное управление затратно по времени выполнения. Для обеспечения этих вычислений данными требуется выборка фазных токов, также затратная по использованию вычислительных ресурсов, которая должна выполняться с высокой интенсив-

ностью, чтобы быть своевременной по отношению к угловому положению ротора при его вращении. Эти обстоятельства приводят к ограничению скорости вращения ротора вентильного двигателя, достижимой в электроприводе с векторным управлением, в том числе в динамических процессах движения.

При разработке следящих электроприводов, особенно используемых в многокоординатных электромеханических системах [4], находит применение подход, согласно которому задачи формирования траектории движения, автоматического регулирования положения, формирования электромагнитного момента вентильного двигателя и управления силовым преобразователем распределяются между сервоконтроллером (СК) и сервоусилителем (СУ), которые являются самостоятельными устройствами с микропроцессорным управлением. При этом сервоконтроллер получает информацию о положении ротора от его датчика и вычисляет задание для управления сервоусилителем, который является силовым преобразователем (СП) с цифровым управлением, предназначенным для питания электрического двигателя регулируемым напряжением с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Подобное совместное использование двух и более микропроцессорных устройств в составе электропривода [4] позволяет наращивать вычислительные ресурсы, распределять выполнения и наращивать количество аппаратных средств, встроенных в микроконтроллеры. Однако распределение вычислений требует согласования их выполнения во времени и в зависимости от координат движения. Это же относится к вводу сигналов и выводу управляющих воздействий.

Целью настоящего исследования является разработка следящего электропривода с векторным управлением вентильным электрическим двигателем, в котором задачи управления распределены между сервоконтроллером и подчиненным ему сервоусилителем.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

- оценка влияния интенсивности выполнения затратных по времени вычислений, связанных с векторным управлением вентильными электрическими двигателями, на характеристики электроприводов, в том числе следящих;
- распределение задач управления следящим электроприводом с векторным управлением вентильным электрическим двигателем между сервоконтроллером и сервоусилителем с учетом согласования их выполнения;
- разработка и исследование программных и аппаратных средств следящего электропривода в составе сервоконтроллера и сервоусилителя с учетом распределения вычислений

Методы исследования. Рассмотрим принцип работы вентильного электрического двигателя, учет которого необходим для разработки следящего электропривода. По конструкции он является трехфазной синхронной электрической машиной с возбуждением от постоянных магнитов, расположенных на роторе. В соответствии с математическим аппаратом обобщенной электрической машины, вентильный электрический двигатель описывается в ортогональной системе осей qd , сцепленной с ротором и вращающейся вместе с ним [2, 3]. При этом ток статора I_1 и магнитный поток ротора Φ , создаваемый расположенными на нем постоянными магнитами, рассматриваются как векторы. Принцип векторного управления вентильным электрическим двигателем основан на формировании электромагнитного момента в зависимости от векторов тока статора I_1 и магнитного потока ротора Φ :

$$M = k_{\text{вд}} I_1 \Phi \sin \Theta = k I_q \Phi, \quad (1)$$

где $k_{\text{вд}}$ – коэффициент пропорциональности; Θ – угол между векторами тока статора I_1 и магнитного потока ротора Φ ; I_q – моментобразующая составляющая тока статора в осях qd .

Согласно (1), для получения максимальной величины электромагнитного момента при некотором токе I_1 , необходимо обеспечить $\Theta = 90^\circ$, а значит, и $I_q = I_1$. Регулирование электромагнитного момента осуществляется путем формирования тока I_q , имеющего заданную величину. Если в (1) $I_q \leq 0$ или $\Theta = -90^\circ$, то вентильный двигатель работает в генераторном режиме, а при $I_q > 0$ или $\Theta = 90^\circ$ – в двигательном режиме.

В составе электропривода с векторным управлением расчет заданной величины тока I_q осуществляется во вращающейся системе осей qd . Управление же силовым преобразователем, имеющим, как правило, трехфазную мостовую схему [5], от которого питается вентильный двигатель, чтобы создать электромагнитный момент заданной величины, должно осуществляться в неподвижной системе осей ABC . Координатные преобразования между системами осей и выборка фазных токов i_A , i_B и i_C вентильного двигателя, которые требуются в качестве обратных связей при формировании электромагнитного момента, должны осуществляться в зависимости от углового положения ротора. Поэтому, будучи затратными по времени выполнения, они требуют высокой интенсивности повторения, чтобы осуществляться своевременно по отношению к угловому положению ротора при его вращении. Следовательно, с учетом ограниченности вычислительных ресурсов микропроцессорной техники это обстоятельство ограничивает скорость вращения ротора, которая достижима электроприводом.

С учетом сказанного выше рассмотрим функциональную схему следящего электропривода с векторным управлением вентильным электрическим двигателем (рис. 1), согласно которой задачи управления распределены между сервоконтроллером и сервоусилителем, входящими в его состав. Измерение угла поворота электропривода осуществляется датчиком положения (ДП), в качестве которого используется инкрементальный энкодер [6].

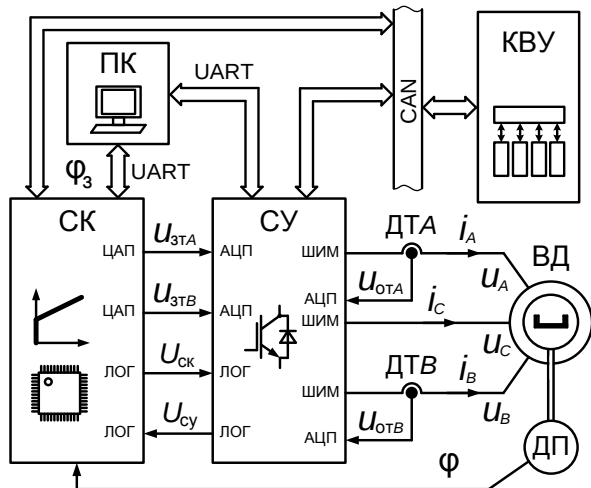


Рис. 1. Функциональная схема следящего электропривода с сервоконтроллером и сервоусилителем

Согласно этой схеме, учитывая принцип работы вентильного двигателя, сервоконтроллер осуществляет автоматическое регулирование угла поворота φ электропривода в зависимости от его заданной величины φ_z . При этом в зависимости от рассогласования φ_z и φ вычисляется заданная величина моментобразующей составляющей тока статора I_{qz} . Затем с помощью преобразования $qd \rightarrow ABC$ вычисляются задающие воздействия для сервоусилителя, а именно сигналы $U_{зТА}$ и $U_{зТВ}$, чтобы задать ему токи фаз А и В в неподвижной системе осей АВС. Упрощенная принципиальная схема сервоусилителя показана на рис. 2, согласно которой микропроцессор, входящий в его состав, управляет трехфазным мостовым силовым преобразователем, регулируя фазные напряжения U_A , U_B и U_C , чтобы автоматически сформировать фазные токи i_A , i_B и i_C в соответствии с их заданными значениями. Токи i_A и i_B измеряются датчиками ДТА и ДТВ в виде сигналов обратных связей $U_{отА}$ и $U_{отВ}$. Ток фазы С в виде отдельных сигналов задавать и измерять не требуется, так как трехфазная цепь питания вентильного двигателя является симметричной.

Благодаря работе сервоусилителя в неподвижной системе осей АВС, вычисления, выполняемые им, не зависят от измеряемого углового положения ротора, что исключает необходимость их согласования с вычислениями, выполняемыми сервоконтроллером, которые зависят от этого положения.

Согласование вычислений по времени достигается благодаря использованию быстродействующего интерфейса, который обеспечивает высокую интенсивность передачи информации – сигналов задания фазных токов $U_{зТА}$ и $U_{зТВ}$ от сервоконтроллера сервоусилителю. Таким интерфейсом, индивидуальным для каждого сигнала, является аналоговая линия, которая соединяет выход цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) микроконтроллера из состава сервоконтроллера и входную цепь аналого-цифрового преобразователя (АЦП) микроконтроллера из состава сервоусилителя. Очевидно, что диапазон значений передаваемых данных должен быть приведен к диапазону выходного сигнала ЦАП и не выходить из него. Цифровой код, вычисленный АЦП, для использования микроконтроллером сервоусилителя должен быть приведен к размерности исходных данных.

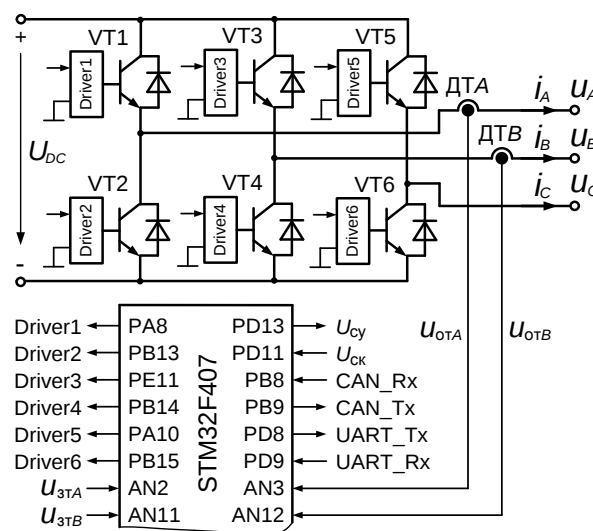


Рис. 2. Принципиальная схема сервоусилителя

Кроме того, сервоконтроллер и сервоусилитель взаимодействуют с помощью двух дискретных сигналов, а именно сигнала готовности $U_{СК}$ сервоконтроллера и контрольного сигнала U_{CY} сервоусилителя, логика использования которых рассмотрена ниже.

При управлении силовым преобразователем (рис. 2) из состава сервоусилителя для формирования напряжений U_A , U_B и U_C транзисторы каждого из его плеч переключаются противофазно в зависимости от задания скважности ШИМ [5]. Для этого в составе современных микроконтроллеров имеются генераторы ШИМ с программируемыми параметрами – частотой $f_{ШИМ}$ и формой опорной последовательности счета, а также с интервалом времени Dead time между переключениями.

Вследствие осуществления вычислений в неподвижной системе осей АВС, программные регуляторы токов, с помощью которых сервоусилитель формирует их величины i_A , i_B , i_C в зависимости от сигналов задания $U_{зТА}$ и $U_{зТВ}$, а

также сигналов обратных связей $U_{отА}$ и $U_{отВ}$, должны иметь большое быстродействие. В частности, их полоса пропускания [7] должна быть достаточной для того, чтобы в требуемом диапазоне скорости вращения ротора вентильного двигателя фазные токи повторяли их заданные значения с некоторой точностью. Очевидно, что полоса пропускания ограничена интенсивностью выборки сигналов задания токов и обратных связей, достижимой с учетом ограниченности вычислительных ресурсов микроконтроллера и быстродействия его АЦП при последовательном опросе аналоговых входов. Сказанное иллюстрируется взаимосвязью скорости вращения ω ротора вентильного двигателя в размерности об/мин и количества выборок Q токов, равного числу их заданий за один период тока:

$$Q = \frac{60L_{\text{ацп}}}{p_n \omega}, \quad (2)$$

где p_n – число пар полюсов вентильного электрического двигателя; $L_{\text{ацп}}$ – интенсивность выборки тока, которая имеет размерность числа выборок в секунду.

Следовательно, полоса пропускания регуляторов токов в неподвижной системе координат ABC , а значит, интенсивность $L_{\text{ацп}}$ выборки токов и их заданий, ограничивают максимальную скорость вращения ротора вентильного электрического двигателя, а также динамику ее автоматического регулирования. Сказанное приводит к выводу, что эти регуляторы фазных токов должны быть пропорциональными, в отличие от пропорционально-интегральных регуляторов токов [1, 2], применяемых в системе осей qd , к которым не предъявляется требование большой полосы пропускания [7].

Пропорциональное регулирование приводит к тому, что формирование фазных токов подвержено действию электродвижущей силы (ЭДС), возникающей при вращении ротора, не только при динамичном изменении его скорости, но и при постоянной ее величине [7]. Снижению влияния ЭДС вращения способствует повышение быстродействия силового преобразователя, достигаемое увеличением частоты ШИМ, а также повышение быстродействия самих регуляторов токов, для чего требуется повысить интенсивность $L_{\text{ацп}}$ выборки сигналов задания токов и сигналов их обратных связей.

Использование релейных регуляторов тока [1, 2] в неподвижных осях ABC вместо пропорциональных регуляторов приводит к возникновению шума и значительному размаху токов в окрестностях их заданных значений.

На рис. 3 показана функциональная схема, которая позволяет рассмотреть автоматическое регулирование угла поворота вала электропривода, получив аналитические соотношения с коэффициентами, требующими настрой-

ки. Переменные, показанные на этой схеме, являются двухполярными и симметрично центрированными относительно нуля, в отличие от сигналов, показанных на рис. 2, имеющих ненулевое смещение из-за однополярного питания электронных элементов электропривода.

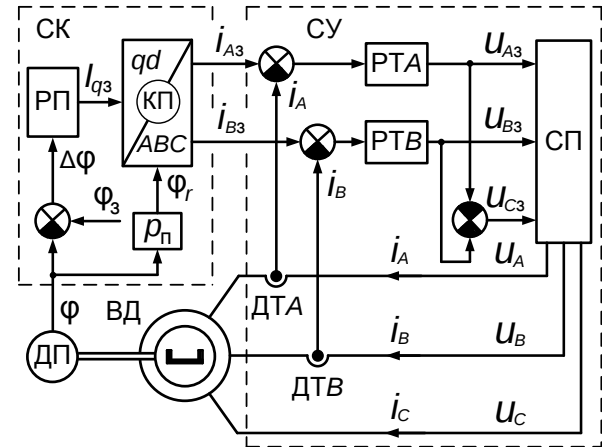


Рис. 3. Функциональная схема автоматического регулирования угла поворота электропривода

Согласно положениям теории автоматического управления, применяемой к движению электромеханических систем [2, 7], следящий электропривод, который устроен по подчиненному принципу (рис. 3), должен иметь ПИД-регулятор положения (РП). При этом следящий электропривод, имея устойчивость, обладает астатизмом по механической нагрузке и способностью обрабатывать динамично меняющееся задание угла поворота φ_3 . Регулятор положения в зависимости от рассогласования $\Delta\varphi$ заданного угла поворота φ_3 вала и его измеренного значения φ вычисляет задание моментобразующей составляющей тока статора i_{q3} в системе осей qd согласно следующему выражению в операторной форме:

$$i_{q3} = \frac{k_{\text{дп}}p^2 + k_{\text{пп}}p + k_{\text{ип}}}{p} \Delta\varphi, \quad (3)$$

$$\text{где } \Delta\varphi = \varphi_3 - \varphi; \quad (4)$$

p – оператор Лапласа; $k_{\text{пп}}$, $k_{\text{ип}}$, $k_{\text{дп}}$ – пропорциональный, интегральный и дифференциальный коэффициенты регулятора положения.

При микропроцессорном управлении электроприводом угол поворота φ и его задание φ_3 имеют размерность числа квадратурных импульсов энкодера. Диапазон значений этих углов должен быть учтен при выборе числового формата их переменных в программном обеспечении [8].

Чтобы ограничить электромагнитный момент и ток статора при стопорении электропривода, а также при отработке динамических процессов движения, регулятор положения должен иметь ограничение выходного значения с остановкой интегрирования [9]. В этом случае вели-

чина задания моментобразующей составляющей тока I_{q3} не выходит за пределы, ограниченные стопорным значением $\pm I_{ст}$.

Координатный преобразователь (КП) $qd \rightarrow ABC$ на основе математического аппарата обобщенной электрической машины осуществляет вычисление заданий токов фаз A и B :

$$i_{A3} = I_{q3} \sin(\varphi_r); \quad (5)$$

$$i_{B3} = \frac{1}{2} I_{q3} \sin(\varphi_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} I_{q3} \cos(\varphi_r), \quad (6)$$

где φ_r – электрическое угловое положение ротора, которое связано с его механическим угловым положением, измеряемым с помощью датчика ДП, следующим образом:

$$\varphi_r = p_n \varphi. \quad (7)$$

Электрическое угловое положение ротора φ_r , как и величина φ , измеряется в квадратурных импульсах энкодера. Однако величина φ_r лежит в пределах от нуля до максимального значения, зависящего от числа пар полюсов p_n вентильного двигателя и числа квадратурных импульсов на одном обороте энкодера.

Далее задания фазных токов i_{A3} и i_{B3} в неподвижной системе координат ABC в виде аналоговых сигналов передаются сервоусилителю по интерфейсу ЦАП $\rightarrow$ АЦП.

Рассмотрим задание тока фазы A сервоусилителем, ввод этого задания в сервоусилитель, измерение сервоусилителем действительного значения этого тока i_A , а также вычисление регулятором тока скважности ШИМ для управления транзисторами силового преобразователя при осуществлении П-регулирования.

В зависимости от задания тока i_{A3} на выходе ЦАП, предназначенном для его передачи сервоусилителю, формируется сигнал, величина которого описывается следующим образом:

$$u_{зТА} = k_{цап} i_{A3} + U_{цап0} = k_{цап} i_{A3} + \frac{U_n}{2}, \quad (8)$$

где $k_{цап}$ – коэффициент ЦАП; $U_{цап0}$ – смещение выходного сигнала ЦАП; U_n – напряжение питания микроконтроллера.

Коэффициент ЦАП характеризует разрешающую способность задания тока по интерфейсу ЦАП $\rightarrow$ АЦП:

$$k_{цап} = \frac{k_3 U_n}{2 I_{ст}}, \quad (9)$$

где $I_{ст}$ – стопорный ток электропривода; k_3 – коэффициент запаса, равный 0,9–1.

Наличие смещения $U_{цап0}$ в (8) связано с тем, что питание микроконтроллера является однополярным. Поэтому при $i_{A3} = 0$, согласно (8), сигнал на выходе ЦАП равен смещению.

Сигнал $u_{зТА}$ передается на аналоговый вход сервоусилителя и с помощью АЦП преобразуется в цифровой код N_{A3} , в зависимости от которого рассчитывается величина задания тока i_{A3} , выраженная в амперах:

$$i_{A3} = \frac{k_{ацп}}{k_{зТА} k_{цап}} (N_{A3} - N_{A30}), \quad (10)$$

где $k_{ацп}$ – коэффициент АЦП; $k_{зТА}$ – коэффициент входной цепи; N_{A30} – цифровой код смещения; $k_{цап}$ – коэффициент ЦАП из (8) и (9).

Коэффициент АЦП из (10), характеризующий его разрешающую способность, рассчитывается следующим образом:

$$k_{ацп} = \frac{U_{оп}}{N_{max}}, \quad (11)$$

где $U_{оп}$ – опорное напряжение АЦП, равное напряжению питания микроконтроллера; N_{max} – зависящий от разрядности АЦП цифровой код входного сигнала, равного $U_{оп}$.

Очевидно, что исходная величина задания тока i_{A3} , вычисленная по (5) и входящая в (8), равна его величине, рассчитываемой по (10), которая задана сервоусилителю сервоконтроллером по интерфейсу ЦАП $\rightarrow$ АЦП.

При измерении тока i_A фазы A сигнал обратной связи $u_{отА}$ от датчика тока ДТА преобразуется в цифровой код с помощью АЦП микроконтроллера сервоусилителя:

$$N_A + N_{A0} = k_{ацп} u_{отА}, \quad (12)$$

где N_A – код составляющей сигнала $u_{отА}$, пропорциональной току i_A ; N_{A0} – код смещения, равный коду сигнала $u_{отА}$ при $i_A = 0$.

Вычисление величины тока i_A , выраженной в амперах, при известной величине кода смещения N_{A0} осуществляется в соответствии со следующим выражением:

$$i_A = \frac{k_{ацп}}{k_{дТА}} (N_A - N_{A0}) = k_{отА} (N_A - N_{A0}), \quad (13)$$

где $k_{дТА}$ – коэффициент передачи цепи измерения тока; $k_{отА}$ – коэффициент обратной связи по току фазы A .

Наличие кода смещения N_{A0} в (13) связано с однополярным питанием микроконтроллера из состава сервоусилителя, а также датчика тока и других элементов в цепи его измерения.

В результате вычислений по (10) и (13) задание тока i_{A3} и измеренное значение тока i_A приводятся к одинаковой размерности.

Скважность ШИМ противофазного переключения транзисторов VT1 и VT2 рассчитывается П-регулятором тока фазы A :

$$\gamma_A = \gamma_0 + \frac{u_{A3}}{U_{DC}} \cdot 100\% = \gamma_0 + \frac{k_{ртА}}{U_{DC}} (i_{A3} - i_A), \quad (14)$$

где $k_{ртА}$ – коэффициент П-регулятора тока; $\gamma_0 = 50\%$ – центрированный уровень скважно-

сти ШИМ при противофазном управлении транзисторами [5]; U_{DC} – напряжение на звене постоянного тока силового преобразователя; U_{A3} – задание напряжения фазы А.

Величина скважности ШИМ, рассчитанная П-регулятором по (14), должна быть ограничена минимальной величиной 5 % и максимальной величиной 95 %, чтобы учесть протекание коммутационных процессов в силовых транзисторах. При $5\% \leq \gamma_A < 50\%$ напряжение фазы А составляет $u_A < 0$, а при $50\% \leq \gamma_A \leq 95\%$ оно имеет противоположную полярность, т.е. $u_A \geq 0$.

Для фазы В соотношения (8)–(14) имеют аналогичный вид. Скважность ШИМ γ_B для противофазного переключения транзисторов VT3 и VT4 в зависимости от токов i_{B3} и i_B вычисляется по формуле, аналогичной (14). Скважность γ_C для управления транзисторами VT5 и VT6 рассчитывается исходя из свойств симметричных трехфазных цепей с учетом наличия централизованного уровня γ_0 в (14):

$$\gamma_C = 3\gamma_0 - \gamma_A - \gamma_B; \quad (15)$$

$$U_{C3} = -U_{A3} - U_{B3}. \quad (16)$$

Интерфейс ЦАП → АЦП имеет значительно большее быстродействие при выводе и вводе сигналов по сравнению с передачей кодов данных по цифровым интерфейсам. В качестве недостатка интерфейса ЦАП → АЦП следует назвать его сниженную точность, так как для передачи информации используется аналоговый сигнал. Кроме того, из-за ограниченных диапазонов выходного сигнала ЦАП и входного сигнала АЦП с ростом величины стопорного тока $I_{ст}$, согласно (9), снижается разрешающая способность задания фазных токов вентильного двигателя. Наличие коэффициента ЦАП в (8) и (10) означает, что одинаковая величина стопорного тока $I_{ст}$ должна быть задана при настройке как сервоусилителя, так и сервоконтроллера.

Порядок взаимодействия сервоусилителя и сервоконтроллера в составе следящего электропривода (рис. 1–3) позволяет составить алгоритмическое описание их программного обеспечения. В соответствии с ним, на рис. 4 и рис. 5 показаны блок-схемы с указанием способов вызова, приоритетов выполнения и интервалов повторения вычислений, а также отражено использование аппаратных средств микроконтроллеров для компоновки программного обеспечения. Меньшим номерам соответствует более высокие приоритеты, которые назначены вычислениям, требующим безотлагательного выполнения по времени или по отношению к угловому положению ротора.

В блок-схеме программного обеспечения сервоусилителя (рис. 4) для управления трехфазным силовым преобразователем использован таймер 1 из состава микроконтроллера

STM32 в режиме аппаратного генератора ШИМ вида Advanced PWM. Опорная счетная последовательность этого генератора имеет симметричный пилообразный вид, благодаря чему улучшается гармонический состав напряжений U_A , U_B и U_C , питающих вентильный двигатель [5]. При противофазном переключении транзисторов каждого из плеч у генератора ШИМ предусмотрена программируемая пауза Dead time продолжительностью до 6 мкс.

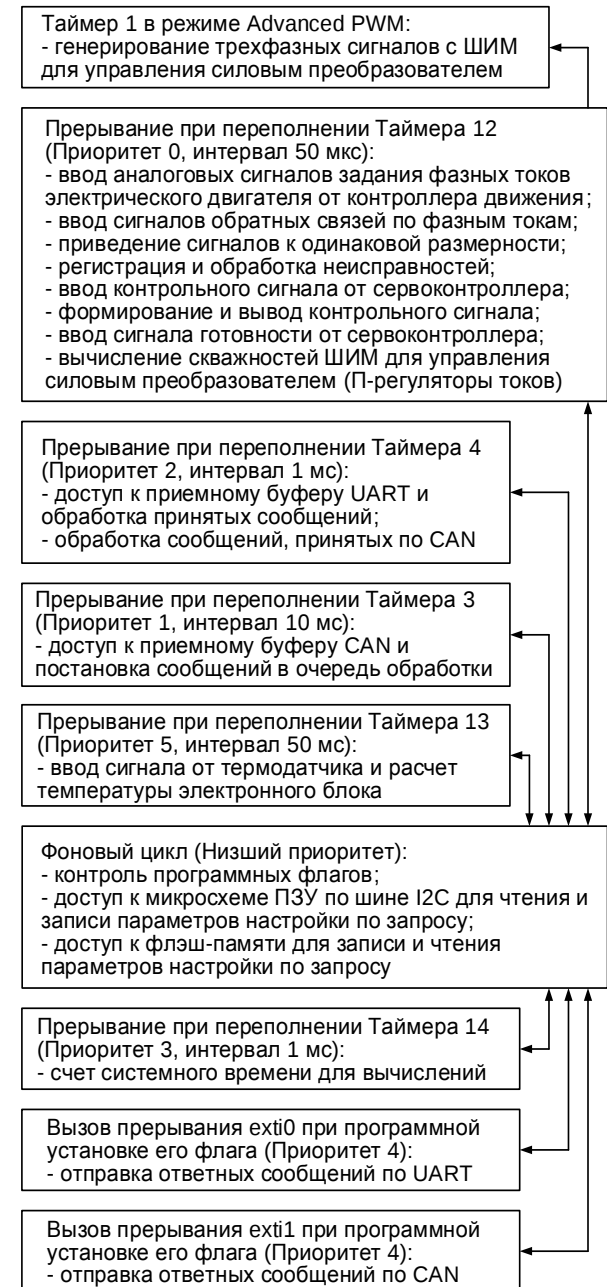


Рис. 4. Блок-схема программного обеспечения сервоусилителя

Согласно блок-схеме программного обеспечения сервоконтроллера (рис. 5), счет квадратурных импульсов энкодера с учетом направления его вращения осуществляется таймером 1 в режиме QEP (Quadrature Encoder Pulse). Доступ к результату счета осуществля-

ется по прерываниям при переполнении таймера 9 и таймера 13 для выполнения вычислений по (3), (5) и (6) в составе задач, перечисленных в блок-схеме.

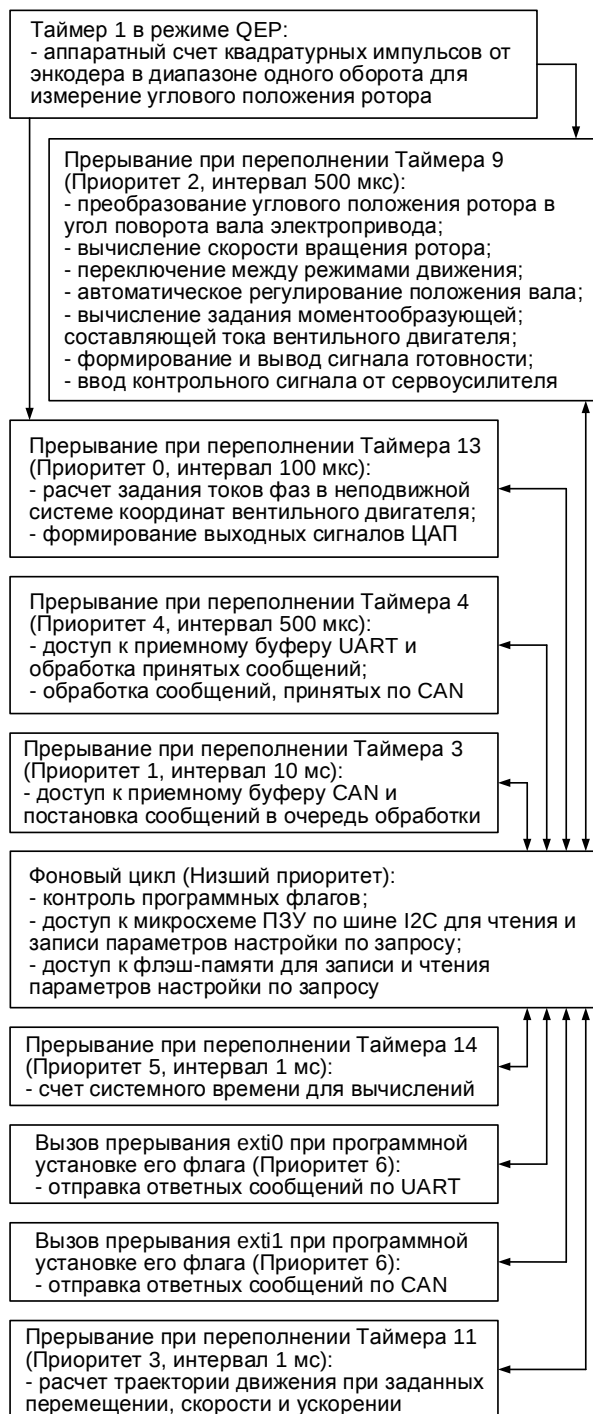


Рис. 5. Блок-схема программного обеспечения сервоконтроллера

Кроме того, в блок-схемах программного обеспечения сервоконтроллера и сервоусилителя указаны функции, которые требуются от них, как от полноценных электронных устройств с микропроцессорным управлением. Так, в них предусмотрено индивидуальное сопряжение с управляющими устройствами – персональным компьютером (ПК) и контроллером верхнего

уровня (КВУ) по линиям связи асинхронного приемопередатчика UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter) с преобразованием к интерфейсу USB и сетевой шине CAN (Controller Area Network) [10], как показано на рис. 1. Интерфейс UART предназначен для задания параметров настройки сервоконтроллера и сервоусилителя, получения доступа к информации об их состоянии, а также отслеживания переменных программного обеспечения при его разработке и отладке. Сетевой интерфейс CAN предназначен для управления электроприводом в составе технологической системы. Также в сервоусилителе и сервоконтроллере предусмотрен доступ к микросхемам постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) для хранения параметров их настройки. Микросхемы ПЗУ соединены с микроконтроллерами по шинам I2C (Inter-Integrated Circuit). Для хранения резервных копий параметров выделены области флэш-памяти самих микроконтроллеров. Согласно блок-схемам программного обеспечения сервоусилителя и сервоконтроллера, доступ к ПЗУ и флэш-памяти выполняется по запросу, имея самый низкий приоритет.

Результаты исследования. В качестве аппаратных средств сервоусилителя был разработан и изготовлен силовой преобразователь с микропроцессорным управлением (рис. 2), рассчитанный на продолжительное протекание тока до 12 А и напряжение постоянного тока до $U_{DC} = 300$ В. В конструкции сервоусилителя имеются источники и цепи питания для драйверов силовых транзисторов VT1 – VT6, датчиков тока ДТА и ДТВ, микроконтроллера STM32F407. К силовому преобразователю может быть подключена цепь для вывода энергии при торможении двигателя. Частота ШИМ силового преобразователя составляет $f_{ШИМ} = 12,5$ кГц. В качестве аппаратных средств сервоконтроллера использована отладочная плата Discovery, в состав которой также входит микроконтроллер STM32F407.

Для экспериментального исследования следящего электропривода был использован бесколлекторный электрический двигатель FL42BLS02, имеющий номинальное напряжение питания 24 В, 4 пары полюсов и номинальную скорость вращения ротора 4000 об/мин. Для применения в качестве вентильного двигателя на его валу был установлен инкрементальный энкодер ЛИР-137А, имеющий 10000 квадратурных импульсов на одном обороте. Таким образом, на одну пару полюсов электрического двигателя приходится 2500 этих импульсов, что позволяет измерять угловое положение ротора для вычисления координатных преобразований по (5) и (6) с разрешающей способностью 0,144 градуса на импульс.

При разработке программного обеспечения сервоусилителя и сервоконтроллера согласно блок-схемам на рис. 4 и 5 применена

технология модельно-ориентированного программирования [11] и средство ее осуществления – библиотека Waijung Blockset из состава системы компьютерной математики Matlab, предназначенная для программирования микроконтроллеров семейства STM32. При этом модельные элементы, примеры которых показаны на рис. 6, использовались для компоновки исполняемой модели программного обеспечения, устроенного по принципу диспетчера задач, имеющих различные приоритеты выполнения [12]. Также модельные элементы из состава библиотеки Waijung Blockset использовались в качестве обработчиков встроенных аппаратных модулей микроконтроллеров. Подпрограммы, которые согласно блок-схемам на рис. 4 и 5 обеспечивают функциональность сервоусилителя и сервоконтроллера, были разработаны на языке C при использовании его элементарных синтаксических конструкций [8] и включены в состав исполняемой модели [11].

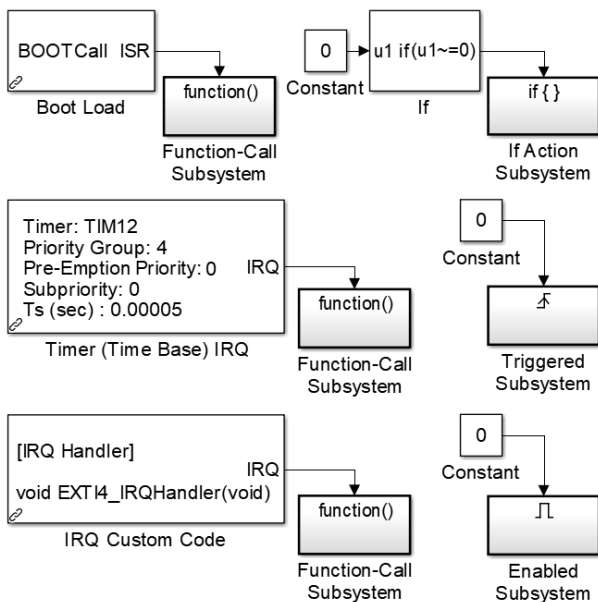


Рис. 6. Модельные элементы для компоновки исполняемой модели программного обеспечения

Если переменные программного обеспечения используются подпрограммами, имеющими разные приоритеты выполнения, то для избегания коллизий выполнение более приоритетных вычислений запрещается во время выполнения менее приоритетных вычислений.

Для доступа к сервоконтроллеру и сервоусилителю при управлении электроприводом от персонального компьютера по интерфейсам UART–USB предусмотрен набор команд, а также набор параметров настройки и контроля, доступных для задания и отслеживания. Задание угла поворота φ_3 осуществляется скачком или в виде S-образной траектории, рассчитываемой сервоконтроллером в зависимости от заданного углового перемещения, ограничений скорости и ускорения вращения [13].

Так как для измерения углового положения ротора вентильного двигателя используется инкрементальный энкодер, то при включении питания начальное угловое положение его ротора по отношению к статору неизвестно. Поэтому при получении сервоконтроллером команды разрешения движения от персонального компьютера или КВУ осуществляется начальное ориентирование ротора по отношению к статору. Для этого при $\varphi_r = 90$ электрических градусов независимо от действительного положения ротора, которое неизвестно, формируется ток статора I_q , равный стопорному значению. Под действием электромагнитного момента ротор занимает угловое положение, при котором вектор его магнитного потока ортогонален вектору тока статора. Далее угловое положение ротора, занятое им при ориентировании, считается началом отсчета φ_r из (5) и (6).

На рис. 7 приведена модельная схема из состава исполняемой модели программного обеспечения сервоконтроллера, предназначенная для вычисления и вывода аналоговых сигналов задания токов. Она выполняется по прерыванию при переполнении таймера 13 (см. рис. 5) с периодом повторения 100 мкс. Входы модельного блока ЦАП Regular DAC приведены к напряжению питания микроконтроллера $U_n = 3,3$ В. Угловое положение ротора, выраженное в импульсах энкодера в пределах одного его оборота и используемое при расчетах, подается с выхода Position модельного блока Encoder Read.

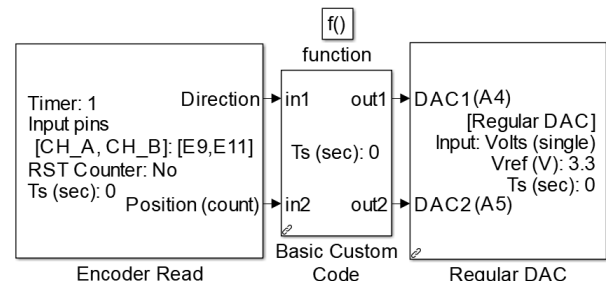


Рис. 7. Модельная схема для вычисления и вывода сигналов задания фазных токов

На рис. 8 показана модельная схема, с помощью которой, используя модули АЦП микроконтроллера STM32, сервоусилитель осуществляет выборку сигналов задания токов с аналоговых входов AN2 и AN11, а также сигналов обратных связей по токам с входов AN3 и AN12. Согласно блок-схеме его программного обеспечения, показанной на рис. 4, эта модельная схема выполняется по прерыванию при переполнении таймера 12, которое имеет максимальный приоритет. В секции обработчика этого прерывания перечислены задачи, выполняемые подпрограммой модельного блока Basic Custom Code из состава схемы на рис. 8.

При вычислении преобразования $qd \rightarrow ABC$ по (5) и (6) используется табличное

представление тригонометрических функций. Для этого в программном обеспечении сервоконтроллера таблично задано 314 отсчетов синуса из его первого квадранта через равный интервал аргумента. Свойство периодичности синуса и косинуса позволяет рассчитать их отсчеты для остальных трех квадрантов. Значения синусов и косинусов, промежуточные между табличными отсчетами, рассчитываются с помощью линейной интерполяции.

Числовые форматы данных, кодов сигналов от датчиков, коэффициентов настройки и переменных программного обеспечения назначены с учетом их физической размерности и диапазонов возможного изменения таким образом, чтобы избежать потери точности при осуществлении вычислений. Так, угол поворота вала электропривода измеряется количеством квадратурных импульсов энкодера и, следовательно, является целым числом формата int32. Его учет при вычислениях должен осуществляться с точностью до одного импульса. Поэтому переменные подпрограммы для расчета S-образной траектории, использующей десятичные дробные числа, имеют числовой формат двойной точности с плавающей запятой double, или real, так как формат int32 во всем диапазоне обратимо преобразуется в него без потери точности. Напротив, в вычислениях, выполняемых сервоусилителем, используются переменные одинарной точности с плавающей запятой формата single, или float, так как имеют приемлемый для этого диапазон изменения.

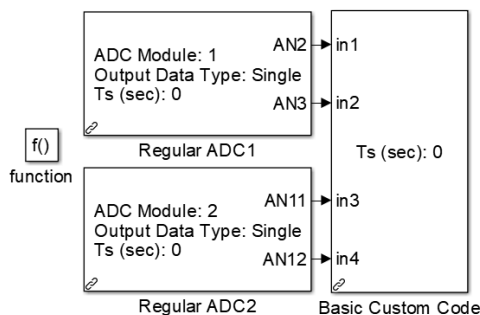


Рис. 8. Модельная схема для выборки аналоговых сигналов и выполнения вычислений с их кодами

С учетом сказанного предложенное распределение задач управления между сервоконтроллером и сервоусилителем позволило выделить значительный вычислительный ресурс для формирования сервоусилителем фазных токов в зависимости от сигналов задания и обратных связей. Так, выборка этих сигналов и расчет скважностей γ_A , γ_B и γ_C ШИМ для управления силовым преобразователем осуществляются с интенсивностью $L_{\text{ацп}} = 20$ кГц, чему соответствует интервал повторения 50 мкс, что соизмеримо с частотой ШИМ 12,5 кГц. Достижению этого результата способствовало то обстоятельство, что параметры входных цепей сервоусилителя, на которые подаются сигналы

задания токов i_{A3} и i_{B3} , а также сигналы обратных связей по токам i_A и i_B , позволяют при их выборке осуществить последовательные опросы входов АЦП при минимальных интервалах времени между ними. Эти интервалы требуются для завершения переходных процессов во внутренних цепях АЦП при переключении его входов.

В качестве иллюстрации результатов разработки следящего электропривода на рис. 9 показаны графики угла поворота $\varphi(t)$ и скорости вращения $\omega(t)$ его вала, а также задания моментобразующей составляющей тока статора $I_{q3}(t)$ при отработке скачка задания $\varphi_3 = 400$ импульсов энкодера. График угла поворота $\varphi(t)$ по величине перерегулирования и демпфированию колебаний примерно соответствует схеме электропривода, показанной на рис. 3, при оптимальной настройке [1, 7]. Скорость вращения электропривода в программном обеспечении сервоконтроллера рассчитывается путем подсчета квадратурных импульсов энкодера за некоторый интервал времени. Его продолжительность автоматически увеличивается при снижении скорости вращения и, напротив, уменьшается при ее росте, чтобы сохранить разрешающую способность ее измерения.

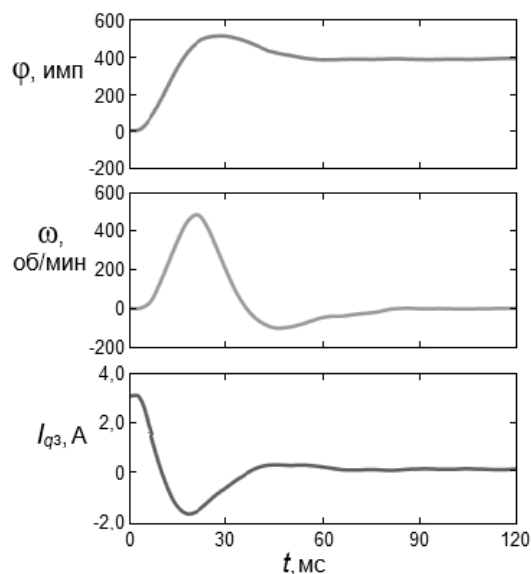


Рис. 9. Графики отработки следящим электроприводом скачка задания угла поворота

Малая продолжительность переходного процесса, измеряемая десятками миллисекунд, в значительной степени достигается благодаря быстрдействию сервоусилителя при формировании фазных токов в осях ABC.

Величина скачка задания угла поворота $\varphi_3 = 400$ импульсов была экспериментально подобрана таким образом, чтобы при переходном процессе не возникало продолжительное ограничение на стопорном уровне $I_{\text{ст}} = \pm 3$ А моментобразующей составляющей тока статора $I_{q3}(t)$, которая, согласно функциональной

схеме, показанной на рис. 3, вычисляется регулятором положения, и, следовательно, электропривод сохранял свойства линейной системы [7]. Эти графики были получены с помощью приложения, предназначенного для управления сервоконтроллером от персонального компьютера, а также отображения координат и контрольной информации об исправности, получаемых от него по линии связи UART–USB. Так как переходной процесс, показанный на рис. 9, имеет небольшую продолжительность, то для его детального отображения сервоконтроллер при получении команды начала движения записывает заданное количество отсчетов координат, следующих через программируемый интервал 1–10 мс, а затем в сообщениях по запросу передает персональному компьютеру накопленные таким образом данные. Аналогичное приложение разработано и для доступа к параметрам настройки сервоусилителя с помощью персонального компьютера.

При регулировании угла поворота φ электропривода обрабатывались задающие воздействия φ_3 разного вида, причем скорость вращения испытуемого вентильного двигателя превышала 5500 об/мин в течение продолжительных интервалов времени. С учетом 4 пар полюсов эта величина соответствует электрической скорости вращения 22000 об/мин, а, согласно (2), на один период тока приходится $Q = 54$ выборок сигналов. При этом не наблюдалось признаков потери ротором ориентации по отношению к статору, которая могла быть вызвана несвоевременными по отношению к его вращению вводом и выводом сигналов, вычислениями и управлением силовым преобразователем. Такими признаками потери ротором ориентации являются увеличение потребляемого тока статора, а также неустойчивое вращение ротора с ростом его скорости.

При отклонении вала электропривода от заданного угла φ_3 в результате астатического автоматического регулирования [1, 2, 7] он стремится удержать его $\varphi \rightarrow \varphi_3$, пока величина тока статора не достигает стопорного значения.

В сервоусилителе предусмотрены функции контроля исправности. Так, в зависимости от логических контрольных сигналов, имеющих в драйверах транзисторов силового преобразователя, выполняется проверка их исправности. Выявление неисправности хотя бы одного из них приводит к программной аварийной остановке работы сервоусилителя. Кроме того, в сервоусилителе выполняется непрерывный контроль корректности сигналов задания токов U_{3TA} и U_{3TB} , а также сигналов обратных связей U_{0TA} и U_{0TB} . Признаком некорректности сигналов, означающим отключение входов сервоусилителя от выходов ЦАП сервоконтроллера и цепей измерения токов, является их близость к нулевому уровню или к уровню опорного

напряжения АЦП. Некорректность хотя бы одного из этих сигналов также приводит к программной аварийной остановке работы сервоусилителя. Также в сервоусилителе предусмотрен контроль температуры в области максимального тепловыделения с помощью термодатчика, аналоговый сигнал которого вводится в микроконтроллер с помощью АЦП. Еще одной неисправностью, приводящей к остановке и запрету работы сервоусилителя, является кратковременное превышение фазными токами аварийного уровня. У сервоконтроллера выявляются отключение энкодера, превышение несогласования по углу поворота и превышение предельно допустимой скорости.

Исходя из сказанного, осуществлена логика взаимодействия сервоконтроллера и сервоусилителя с помощью связывающих их сигналов U_{CK} и U_{CY} , которые обозначены на рис. 1. Если $U_{CY} = 1$ и $U_{CK} = 1$, то электропривод работает согласно его описанной функциональности. Если сигнал готовности сервоконтроллера $U_{CK} = 0$, что происходит после включения его питания, при выявлении неисправности или для остановки работы сервоусилителя, то сервоусилитель, получая сигнал U_{CK} , формирует равные нулю напряжения U_A , U_B и U_C силового преобразователя. При неготовности сервоусилителя к работе непосредственно после включения питания или при обнаружении неисправности его контрольный сигнал равен нулю, т.е. $U_{CY} = 0$. Тогда сервоконтроллер, получая сигнал U_{CY} , задает ему фазные токи i_{A3} и i_{B3} , равные нулю, устанавливая согласно (8) на аналоговых выходах уровни сигналов U_{3TA} и U_{3TB} . При $U_{CK} = 1$ сервоконтроллер разрешает работу сервоусилителя.

При включении питания сервоусилителя его контрольный сигнал равен $U_{CY} = 0$. Как сказано выше, при этом сервоконтроллер задает ему $i_{A3} = 0$ и $i_{B3} = 0$. Далее после окончания интервала времени, необходимого для завершения переходных процессов в силовых и измерительных цепях, сервоусилитель осуществляет серию последовательных измерений сигналов задания токов U_{3TA} и U_{3TB} , а также сигналов обратных связей по токам U_{0TA} и U_{0TB} . Средние значения каждого из этих сигналов считаются их смещениями, а коды этих смещений N_{A30} , N_{A0} для фазы A и N_{B30} , N_{B0} для фазы B используются при вычислениях по (10) и (13). Если коды смещений имеют некорректно большую или малую величины, выходящие за пределы допуска, то работа сервоусилителя запрещается с сохранением $U_{CY} = 0$. Иначе, после измерения смещений сервоусилитель устанавливает сигнал $U_{CY} = 1$.

Настроечными параметрами сервоусилителя, требующими задания в зависимости от его аппаратных средств, являются коэффициент датчика тока из (13) и коэффициент входной цепи задания тока из (10), задаваемые ин-

дивидуально для фаз A и B , а также параметры термодатчика. В зависимости от типа вентильного двигателя, подключенного к сервоусилителю, требуется задание стопорного тока $I_{ст}$ из-за наличия $K_{цап}$ в (10), аварийного тока и коэффициентов П-регуляторов тока из (14) для фаз A и B . Для настройки сервоконтроллера предназначены коэффициенты регулятора положения из (3), число квадратурных импульсов на одном обороте энкодера, число пар полюсов, стопорный ток из (8), предельно допустимое рассогласование по углу поворота, предельно допустимая скорость вращения, а также параметры формирования S-образной траектории [13]. Эти параметры настройки задаются сервоусилителю и сервоконтроллеру с помощью приложений для персонального компьютера и согласно блок-схемам, показанным на рис. 4 и 5, и сохраняются в постоянной памяти.

После включения питания сервоусилителя или сброса его микроконтроллера ранее сохраненные параметры настройки считываются из ПЗУ или при их отсутствии – из флэш-памяти микроконтроллера. Затем они присваиваются переменным программного обеспечения. Аналогичную функциональность имеет сервоконтроллер. Программное обеспечение для доступа к ПЗУ и к флэш-памяти микроконтроллера [14] разработано с применением модельно-ориентированного программирования.

Выводы. Так как для работоспособности электропривода с вентильным двигателем необходима ортогональность векторов тока статора и магнитного потока ротора, то ввод сигналов и выполнение вычислений, обеспечивающих соблюдение этого требования, должны осуществляться своевременно по отношению к угловому положению ротора при вращении, что ограничивает диапазон его скорости.

Распределение задач управления следящим электроприводом с вентильным двигателем между сервоконтроллером, выполняющим автоматическое регулирование угла поворота, и сервоусилителем, формирующим фазные токи при управлении силовым преобразователем, позволило выделить вычислительный ресурс у сервоусилителя для обеспечения высокой интенсивности при выборке сигналов задания фазных токов в неподвижной системе осей, подаваемых от сервоконтроллера по интерфейсу ЦАП → АЦП, и сигналов обратных связей по токам. Согласованию вычислений сервоконтроллера и сервоусилителя способствует высокое быстродействие интерфейса ЦАП → АЦП между ними, а также формирование фазных токов сервоусилителем в неподвижной системе осей независимо от измерения углового положения ротора датчиком.

Сервоусилитель по функциональности является полноценным устройством для использования в составе предложенного электро-

привода или для применения в количестве нескольких экземпляров под управлением многокоординатного сервоконтроллера, однокоординатным прототипом которого является разработанный сервоконтроллер.

Список литературы

1. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: учебник для вузов / под ред. В.М. Терехова. – М.: Изд. центр «Академия», 2005. – 304 с.
2. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. – М.: Изд. дом МЭИ, 2015. – 373 с.
3. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново, 2008. – 298 с.
4. Гусев Н.В., Букреев В.Г. Системы цифрового управления многокоординатными следящими электроприводами: учеб. пособие. – Томск: Изд-во Томского политехн. ун-та, 2007. – 213 с.
5. Розанов Ю.К., Соколова Е.М. Электронные устройства электромеханических систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Изд. центр «Академия», 2004. – 272 с.
6. Терехов В.М. Элементы автоматизированного электропривода: учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.
7. Егупов Н.Д. Методы классической и современной теории управления: учебник в 3 т. Т. 2. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – 736 с.
8. Подбельский В.В., Фомин С.С. Курс программирования на языке С. – М.: ДМК Пресс, 2012. – 384 с.
9. Дьяконов В.П. Matlab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 в математике и моделировании. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 576 с.
10. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием. – М.: Горячая линия–Телеком, 2009. – 608 с.
11. Полющенко И.С. Модельно-ориентированное программирование как инструмент инженера-электромеханика // Вестник ИГЭУ. – 2023. – Вып. 1. – С. 60–70. DOI: 10.17588/2072-2672.2023.1.060-070.
12. Sommerville Ian. Software engineering. – 9th ed. – Wokingham etc.: Addison – Wesley, 2011.
13. Полющенко И.С. Математическая модель задатчика перемещения электропривода и разработка его программного обеспечения // Вестник ИГЭУ. – 2022. – Вып. 5. – С. 63–71. DOI: 10.17588/2072-2672.2022.5.063-071.
14. Полющенко И.С. Модельно-ориентированная разработка программного обеспечения для сохранения и восстановления параметров настройки электропривода // Вестник ИГЭУ. – 2025. – Вып. 2. – С. 59–68. DOI: 10.17588/2072-2672.2025.2.059-068.

References

1. Terekhov, V.M., Osipov, O.I. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Control systems of electric drives]. Moscow: Izdatel'skiy tsentr «Akademiya», 2005. 304 p.
2. Anuchin, A.S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Control systems of electric drives]. Moscow: Izdatel'skiy dom MEI, 2015. 373 p.

3. Vinogradov, A.B. *Vektornoye upravlenie electroprivodami peremennogo toka* [Vector control of alternating current electric drives]. Ivanovo, 2008. 298 p.
4. Gusev, N.V., Bukreev, V.G. *Sistemy tsifrovogo upravleniya mnogokoordinatnymi sledyashchimi electroprivodami* [Digital control systems for multi-axis servo electric drives]. Tomsk: Izdatel'stvo Tomskogo politekhnicheskogo universiteta, 2007. 213 p.
5. Rozanov, Yu.K., Sokolova, E.M. *Elektronnye ustroystva elektromekhanicheskikh sistem* [Electronic equipment of electromechanical systems]. Moscow: Izdatel'skiy tsentr «Akademiya», 2004. 272 p.
6. Terekhov, V.M. *Elementy avtomatizirovannogo elektroprivoda* [Elements of Automated Electric Drive]. Moscow: Energoatomizdat, 1987. 224 p.
7. Egupov, N.D. *Metody klassicheskoy i sovremennoy teorii upravleniya. V 3 t., t. 2* [Classic and Modern Methods of Control Theory. In 3 vols., vol. 2]. Moscow: Izdatel'stvo MGTU im N.E. Bauman, 2000. 736 p.
8. Podbel'skiy, V.V., Fomin, S.S. *Kurs programirovaniya na yazyke C* [Programming course in C]. Moscow: DMC Press, 2012. 384 p.
9. D'yakonov, V.P. *Matlab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 v matematike i modelirovanii* [Matlab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 in mathematics and modelling]. Moscow: SOLON-Press, 2005. 576 p.
10. Denisenko, V.V. *Komp'yuternoe upravlenie tekhnologicheskimi protsessami, eksperimentom, oborudovaniem* [Computer control of process, experiment, equipment]. Moscow: Goryachaya liniya–Telekom, 2009. 608 p.
11. Polyushchenkov, I.S. Model'no-orientirovanoe programmirovaniye kak instrument inzhenera-elektromekhanika [Model-based programming as a technique of electromechanical engineer]. *Vestnik IGEU*, 2023, issue 1, pp. 60–70. DOI: 10.17588/2072-2672.2023.1.060-070.
12. Sommerville, Ian. *Software engineering*. Wokingham etc.: Addison – Wesley, 2011.
13. Polyushchenkov, I.S. Matematicheskaya model' zadatchika peremeshcheniya elektroprivoda i razrabotka ego programmnoy obespecheniya [Mathematical model of position master unit of electric drive and development of its software]. *Vestnik IGEU*, 2022, issue 5, pp. 63–71. DOI: 10.17588/2072-2672.2022.5.063-071.
14. Polyushchenkov, I.S. Model'no-orientirovannaya razrabotka programmnoy obespecheniya dlya sokhraneniya i vosstanovleniya parametrov nastroyki elektroprivoda [Model-based development of software for saving and recovery of electric drive setting parameters]. *Vestnik IGEU*, 2025, issue 2, pp. 59–68. DOI: 10.17588/2072-2672.2025.2.059-068.