

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 контроллера электромеханического датчика положения

Авторское резюме

Состояние вопроса. Электромеханические датчики положения, в том числе синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы, по сравнению с датчиками, основанными на других физических принципах, обладают большей надежностью, простотой конструкции и устойчивостью к сложным условиям эксплуатации. Это делает их привлекательными для применения в различных системах управления движением, в которых требуется измерение положения вала исполнительного механизма. Однако для использования таких датчиков требуется специальные программно-аппаратные устройства – контроллеры, которые обеспечивают их работу. Разработка такого контроллера, который осуществляет генерирование, захват и обработку сигналов синусно-косинусного вращающегося трансформатора, и стала задачей настоящего исследования.

Материалы и методы. При разработке контроллера синусно-косинусного вращающегося трансформатора применены методы системного анализа электрических, электромагнитных и информационных процессов и средств их осуществления, методы разработки программного обеспечения и методы экспериментальных исследований.

Результаты. Дано описание контроллера синусно-косинусного вращающегося трансформатора в фазовом режиме с учетом аппаратных средств и вычислительных ресурсов реализующего его микроконтроллера. При этом физические процессы соотнесены с информационными процессами, связанными с генерированием, захватом и обработкой сигналов. Выявлены причины снижения точности измерения положения. Для их учета и устранения применены различные технические решения, среди которых согласование физических и информационных процессов, учет времени выполнения вычислений микроконтроллером, анализ корректности результатов измерения положения и их сглаживание по методу скользящего среднего. Разработано программное обеспечение контроллера, которое может послужить типовым элементом для микропроцессорных систем управления движением. Получены экспериментальные данные, иллюстрирующие достижение результата разработки.

Выводы. Применение различных технических решений позволило обеспечить точность измерения положения до десятой доли градуса при высокой интенсивности обновления информации. В результате проведения исследования дано детальное и комплексное решение задачи разработки контроллера синусно-косинусного вращающегося трансформатора, что составляет научную и практическую ценность приведенных материалов. Полученные результаты могут быть применены в различных системах управления движением и послужить основой для разработки контроллеров различных электромеханических датчиков положения.

Ключевые слова: электромеханический датчик положения, синусно-косинусный вращающийся трансформатор, микропроцессорные системы управления движением, микропроцессорная техника, вычислительный алгоритм

Igor Sergeevich Polyushchenkov

LLC R&D Company “Rubicon – Innovation”, Candidate of Engineering Sciences, Engineer, Department № 36, Russia, Smolensk, e-mail: polyushenckov.igor@yandex.ru

Development of controller for electromechanical position sensor

Abstract

Background. Electromechanical position sensors, including sine-cosine rotary transformers, compared to sensors based on other physical principles, have greater reliability, a simple design and resistance to difficult operating conditions. This makes them attractive for use in various motion control systems that require measurement of the position of the actuator axis. However, the use of such sensors requires special hardware and software devices – controllers that ensure their operation. This article is devoted to the development of such a controller, which generates, captures, and processes signals of the sine-cosine rotary transformer.

Materials and methods. When developing the controller of the sine-cosine rotary transformer, methods of system analysis of electrical, electromagnetic and information processes and means of their implementation, methods of software development, as well as methods of experimental research were applied.

Results. A description of the controller of a sine-cosine rotary transformer in phase mode is given, taking into account the hardware and computing resources of the microcontroller which implements it. At the same time, physical processes are correlated with information processes associated with the generation, capture and procession of signals. The reasons for the decrease in the position measurement accuracy are revealed. Various technical solutions have been applied to take into account and eliminate them. Among them are the coordination of physical and information processes, taking

into account the execution time of calculations by the microcontroller, analysis of the correctness of the position measurement results and their smoothing according to moving average method. The controller software has been developed, which can serve as a typical element for microprocessor-based control systems. Experimental results are obtained, illustrating the achievement of the development result.

Conclusions. Application of various technical solutions has made it possible to ensure the accuracy of position measurement up to a tenth of a degree with a high intensity of information updating. As a result of the study, a detailed and comprehensive solution of the developing a controller for a sine-cosine rotating transformer problem is given, which is the scientific and practical value of the materials presented in the article. The results obtained can be applied in various motion control systems and serve as the basis for the development of controllers for various electromechanical position sensors.

Key words: electromechanical position sensor, sine-cosine rotary transformer, microprocessor motion control system, microprocessor technology, computational algorithm

DOI: 10.17588/2072-2672.2023.4.036-045

Введение. Для работы следящих систем и в целом систем регулирования положения [1–3], распространенных в промышленном оборудовании, необходима достоверная информация о положении валов исполнительных механизмов, которая своевременно поступает на электроприводы, приводящие их в движение. Среди датчиков положения, основанных на различных физических принципах и обеспечивающих системы управления информацией, благодаря сравнительно высокой точности и неприхотливости к условиям эксплуатации выделяются электромеханические датчики положения и, в частности, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ), которые имеют статор и ротор, снабженные обмотками [4, 5].

Для работы электромеханических датчиков, в том числе СКВТ, требуются сравнительно сложные функционально завершенные устройства – контроллеры, осуществляющие формирование, захват и обработку сигналов. Современная элементная база электроники и микропроцессорной техники служит основой для программно-аппаратной реализации таких контроллеров. От технического уровня контроллера СКВТ зависит точность измерения положения и его своевременность по отношению к вращению вала исполнительного механизма.

Электромагнитные процессы в СКВТ протекают таким образом, что при наличии сигналов возбуждения измерительные сигналы имеют характеристики, взаимосвязанные с угловым положением ротора по отношению к статору [4, 5]. В зависимости от использования обмоток статора и ротора для возбуждения или снятия измерительного сигнала, СКВТ может работать в амплитудном или фазовом режиме. Анализ [4–8] позволяет сделать вывод, что у контроллера СКВТ в амплитудном режиме принципиально можно достигнуть большего технического уровня, чем у контроллера СКВТ в фазовом режиме.

При использовании СКВТ в амплитудном режиме кроме микроконтроллера, выполняющего сравнительно сложные математические вычисления, применяются достаточно дорогие специализированные микросхемы, например 1310HM025 или IPS2550, предназначенные для

формирования и обработки сигналов [6–8]. Это связано с ограниченностью вычислительных ресурсов и функциональности встроенных аппаратных модулей микропроцессорной техники общего назначения. В частности, это касается формирования высококачественного синусоидального сигнала возбуждения, имеющего частоту в несколько десятков или сотен килогерц, который подается на обмотку ротора, и демодуляции измерительных сигналов такой же частоты, снимаемых с фаз статора, т. е. выделения их огибающих.

В то же время функциональности встроенных аппаратных модулей и вычислительных ресурсов микропроцессорной техники общего назначения вполне достаточно для генерирования, захвата и обработки сигналов при реализации контроллера СКВТ в фазовом режиме. Поэтому такой контроллер выглядит более доступным для разработки, в том числе по стоимости, но не менее эффективным для измерения углового положения вала исполнительного механизма по сравнению с контроллером СКВТ в амплитудном режиме.

Целью исследования является разработка программно-аппаратных средств контроллера электромеханического датчика положения – синусно-косинусного вращающегося трансформатора, работающего в фазовом режиме.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

- на основе принципа работы СКВТ в фазовом режиме составлено функциональное описание его контроллера с учетом вычислительных ресурсов микропроцессорной техники и ее возможностей по генерированию, захвату и обработке сигналов;
- выявлены ограничивающие факторы, в том числе влияющие на точность измерения положения контроллером СКВТ, после чего выбраны и применены технические решения для их учета или устранения;
- экспериментально оценены предлагаемые технические решения и результат разработки контроллера СКВТ.

Методы исследования. Рассмотрим принцип работы СКВТ в фазовом режиме, а

также элементы реализации его контроллера (рис. 1, 2). Согласно функциональной схеме, показанной на рис. 1, фазы статора СКВТ, расположенные по осям α и β , питаются синусоидальными напряжениями u_α и u_β , имеющими период T_Ω и частоту f_Ω . Эти напряжения формируются схемами питания фаз СП α и СП β в зависимости от сигналов u_{\sin} и u_{\cos} , генерируемых микроконтроллером. Напряжения u_α и u_β являются квадратурными, т.е. смещены на 90 электрических градусов (рис. 2), поэтому в результате протекания электромагнитных процессов в СКВТ возникает вращающееся магнитное поле. Под его действием в обмотке ротора, которая ориентирована по оси d , возникает электродвижущая сила (ЭДС), снимаемая со скользящих контактов как сигнал u_d , показанный на рис. 1 и 2. Возможна и бесконтактная конструкция СКВТ. Сигнал u_k , также имеющий синусоидальную форму с периодом T_Ω , смещен на интервал времени ΔT , продолжительность которого по отношению к периоду T_Ω пропорциональна углу Θ между осью α статора и осью d ротора. Указанный интервал времени ΔT является величиной, которую должен измерять разрабатываемый контроллер СКВТ.

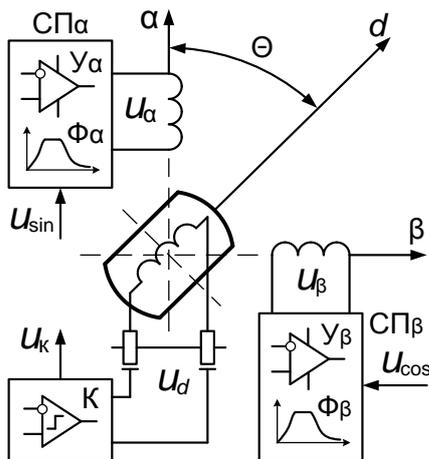


Рис. 1. Функциональная схема контроллера СКВТ в фазовом режиме

Характеристика «вход–выход» СКВТ в фазовом режиме показана на рис. 3. По вертикальной оси отложен параметр λ , являющийся отношением ΔT к T_Ω :

$$\lambda = \frac{\Delta T}{T_\Omega}. \quad (1)$$

Такая характеристика «вход–выход» является линейной в пределах одного оборота ротора СКВТ, когда параметр λ изменяется от 0 до 1 при изменении угла Θ в пределах от 0 до 360 градусов, или 2π радиан.

Чтобы измерить продолжительность интервала ΔT , сигнал u_d с помощью компаратора К преобразуется к логическому виду u_k , как показано на рис. 2. Такой сигнал u_k компаратора

удобен для ввода в микроконтроллер при измерении ΔT с помощью его различных встроенных модулей [9].

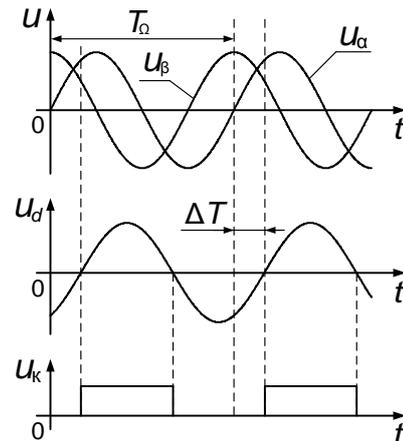


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов СКВТ в фазовом режиме

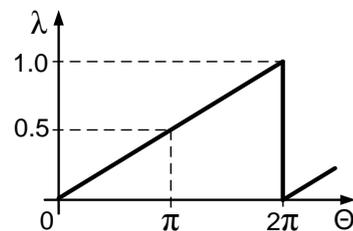


Рис. 3. Характеристика «вход–выход» СКВТ в фазовом режиме

Вернемся к формированию напряжений u_α и u_β , питающих статор. Чтобы эти напряжения были синусоидальными, микроконтроллер должен формировать сигналы u_{\sin} и u_{\cos} , имеющие синусоидальную широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Для улучшения гармонического состава напряжений u_α и u_β при их формировании предназначена центрированная опорная последовательность счета U_{TIM} таймера-генератора в режиме Advanced PWM [9], как показано на рис. 4. Для удобства размах счетной опорной последовательности U_{TIM} показан в диапазоне от нуля до 100%. Физически он выражен в машинных циклах, которые являются единицами счета времени при генерировании ШИМ. Частота ШИМ f_{PWM} составляет 200 кГц, а обратная ей продолжительность периода опорной счетной последовательности $T_{PWM} = 5$ мкс.

Согласно временным диаграммам, показанным на рис. 4, от уровня U_s зависит величина скважности генерируемого сигнала u_{\sin} или u_{\cos} . Поэтому величина U_s должна изменяться во времени по синусоидальному закону с периодом T_Ω . При этом закон изменения $U_s(t)$ является центрированным относительно уровня $U_0 = 50\%$ скважности (рис. 4). Следовательно, сигналы u_{\sin} и u_{\cos} имеют постоянную составляющую, равную половине размаха опорной счетной последовательности U_{TIM} .

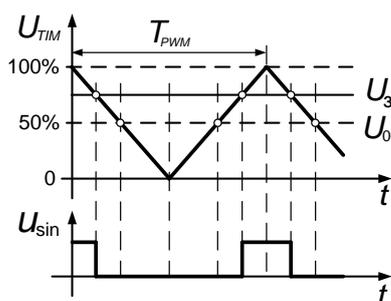


Рис. 4. Генерирование сигнала с ШИМ

Рассмотрим простейший способ расчета скважности ШИМ, а именно, интервальную аппроксимацию синусоидального сигнала (рис. 5). Этот способ является наименее затратным по вычислительным ресурсам при микропроцессорной реализации. Согласно графику на рис. 5, значение скважности ШИМ на каждом из интервалов, имеющих продолжительность τ , равно половине суммы значений синусоиды на границах этого интервала. Кроме того, при расчете скважностей для каждого из таких интервалов требуется учесть центрирование опорной счетной последовательности $U_0 = 50\%$ скважности и ее размах от нуля до 100% .

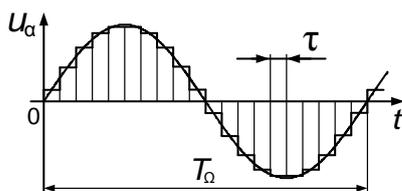


Рис. 5. Аппроксимация синусоидального сигнала

Частота f_a составляющей сигналов u_{sin} и u_{cos} , вызванной их аппроксимацией (рис. 5), определяется следующим соотношением:

$$f_a = f_{\Omega} Q, \quad (2)$$

где Q – число интервалов, имеющих продолжительность τ на периоде T_{Ω} .

Очевидно (рис. 5), что величина Q должна быть кратна четырем, чтобы на каждую четверть периода синусоидального сигнала приходилось целое число интервалов продолжительностью τ . С ростом числа Q синусоидальность формы сигналов u_{sin} и u_{cos} возрастает. В данной разработке контроллера СКВТ использовано значение $Q = 20$. Могут быть применены и другие способы вычисления скважности ШИМ для синусоидальной модуляции при формировании указанных выше сигналов, которые позволяют с большей точностью воспроизвести их синусоидальную форму, что, однако, связано с ростом вычислительной нагрузки микроконтроллера.

Схемы питания СП α и СП β осуществляют фильтрацию сигналов u_{sin} и u_{cos} , а также их усиление до уровня амплитудного значения 5 В и уровня мощности, необходимого для питания фаз α и β статора СКВТ. Фильтры Ф α и Ф β в

составе схем питания являются полосовыми и рассчитаны так, чтобы с минимальными искажениями пропускать основную гармоническую составляющую, имеющую частоту f_{Ω} , подавляя при этом более высокочастотные составляющие с частотами f_a и f_{PWM} , имеющиеся в сигналах u_{sin} и u_{cos} в результате их дискретного формирования. Кроме того, фильтры Ф α и Ф β удаляют постоянную составляющую сигналов u_{sin} и u_{cos} , присутствующую в них в результате их формирования с центрированием на уровне $U_0 = 50\%$ (рис. 4). Каждая из схем питания СП α и СП β с функцией фильтра реализована на индивидуальном для каждой из них операционном усилителе У α и У β типа К157УД1, допустимый выходной ток которого составляет несколько сотен миллиампер.

Компаратор, который сравнивает синусоидальный сигнал u_d с нулевым уровнем и генерирует сигнал u_k , также реализован на операционном усилителе, но высокая нагрузочная способность выходной цепи от него не требуется. Принципы разработки схем питания СП α и СП β фаз статора СКВТ, а также схемы компаратора и примеры, иллюстрирующие их, описаны в [10].

Частота f_{Ω} напряжений u_{α} и u_{β} находится, как правило, в диапазоне $1,0\text{--}3,0\text{ кГц}$. Ее величина выбирается как компромисс между интенсивностью обновления информации, которая важна при вращении ротора СКВТ, разрешающей способностью при его измерении и вычислительной нагрузкой микроконтроллера. Очевидно, что информация о положении Θ обновляется каждый период T_{Ω} , однако его продолжительность формируется дискретно по времени согласно выражению

$$T_{\Omega} = \frac{1}{f_{\Omega}} = T_0 h = \frac{h}{f_0}, \quad (3)$$

где f_0 и T_0 – частота и продолжительность машинных циклов (м.ц) микроконтроллера; h – число машинных циклов на периоде T_{Ω} .

Аналогичным образом дискретно осуществляется счет времени ΔT :

$$\Delta T = T_0 k, \quad (4)$$

где k – число машинных циклов на интервале ΔT , причем $k < h$.

Из (3) и (4) следует, что формирование сигналов, как и счет времени ΔT , осуществляется дискретно с разрешающей способностью T_0 , зависящей от тактовой частоты микроконтроллера f_{cpu} . Поэтому с ростом частоты f_{Ω} период T_{Ω} формируется из меньшего количества h машинных циклов, что приводит к снижению точности измерения интервала времени ΔT , а значит, и углового положения Θ ротора СКВТ. Следует отметить, что продолжительность машинного цикла T_0 равна четырем периодам тактовой ча-

ваны сетевые интерфейсы I2C (Inter Integrated Circuit) и SPI (Serial Peripheral Interface).

Очевидно, что конфигурирование программных средств контроллера в зависимости от используемого типа СКВТ не требуется. Это связано с использованием универсальных измерительных сигналов, показанных на рис. 2.

Результаты исследования. На основе приведенного выше описания контроллера СКВТ и предложенных технических решений разработаны его программно-аппаратные средства. При разработке аппаратных средств контроллера была использована отладочная плата Discovery с микроконтроллером STM32F407. Схемы питания фаз СКВТ, компараторы и элементы для согласования их сигналов с микроконтроллером были размещены на макетной плате. В качестве датчика при разработке, отладке и исследовании контроллера СКВТ использовался синусно-косинусный вращающийся трансформатор ВТМ – 1Г.

В качестве средства разработки программного обеспечения контроллера использовались методы и инструменты модельно-ориентированного программирования, а именно библиотека Waijung Blockset [11] из состава системы компьютерной математики Matlab. При этом модельные блоки Waijung Blockset были применены в качестве обработчиков аппаратных модулей микроконтроллера STM32, используемых для захвата и генерирования сигналов, и в качестве элементов для компоновки структуры программного обеспечения [12] (см. рис. 6). Элементы программного обеспечения, выполняющие обработку сигналов и данных, а также другие вычисления, были разработаны на языке C в виде функционально самостоятельных подпрограмм [12].

Специальное приложение для визуализации данных, принятых персональным компьютером от контроллера СКВТ по линии связи UART с преобразованием в интерфейс USB, позволило отслеживать изменение переменных программного обеспечения, чтобы оценить результаты применения различных технических решений. Были использованы следующие значения параметров: $f_{cpu} = 84$ МГц, $T_0 \approx 47,6$ нс, $f_{PWM} = 200$ кГц, $f_{\Omega} = 2,0$ кГц, $T_{\Omega} = 500$ мкс, $Q = 20$.

В ходе разработки и исследования результатов выявлены процессы и закономерности, снижающие характеристики контроллера СКВТ, для учета и устранения которых применены различные технические решения. Рассмотрим их подробно.

Согласно схеме на рис. 6, Таймер 2, измеряющий интервал времени ΔT , который пропорционален Θ , сбрасывается до нуля и начинает с него счет в начале каждого периода T_{Ω} напряжения, питающего фазу α . Этот период образован интервалами Q , формируемыми по прерыванию при переполнении Таймера 3. Та-

ким образом, Таймер 2, осуществляя счет времени ΔT_{max} между своими сбросами, измеряет продолжительность периода T_{Ω} . Счет времени Таймером 2 может служить мерой стабильности выполнения вычислений во времени.

Очевидно, что действительная величина периода T_{Ω} , а значит, и величина f_{Ω} несколько отличаются от заданной величины из-за выполнения микроконтроллером сопутствующих вычислений при формировании сигналов u_{α} и u_{β} , которые занимают некоторое время. Однако экспериментально показано, что период $\Delta T_{max} \approx T_{\Omega}$ в широком диапазоне угловых положений ротора СКВТ является стабильной величиной, примерно равной заданной 500 мкс, формируется с точностью до одного машинного цикла и состоит из 41988 м.ц. Следовательно, предельная точность $\delta_{пр}$ измерения положения составляет $0,0086^{\circ}$ на машинный цикл, а предельная разрешающая способность $\Delta_{пр}$ равна 117 м.ц. на один градус по следующему соотношению:

$$\delta_{пр} = \frac{1}{\Delta_{пр}} = \frac{360}{T_{\Omega}}. \quad (5)$$

Очевидно, что в действительности точность измерения положения значительно снижена по сравнению с приведенной выше величиной, рассчитываемой по (5), и ограничена свойствами компаратора – его порогом срабатывания и быстродействием, которые обладают некоторым разбросом и вероятностными свойствами. Кроме того, очевидно, что электрические и электромагнитные процессы в СКВТ протекают с некоторым разбросом параметров. Эти обстоятельства ставят вопрос о необходимости усреднения результатов измерения положения Θ , полученных за несколько последовательных периодов T_{Ω} .

В ходе отслеживания величины интервала ΔT (см. рис. 2), фиксируемой микроконтроллером при различных угловых положениях ротора СКВТ, при формировании сигнала u_k , т. е. при переключении логических уровней в зависимости от величины сигнала u_d по отношению к нулевому уровню, выявлена возможность дребезга компаратора. Это явление, объясняемое физическими свойствами сигналов, которые сравнивает компаратор, приводит к тому, что при переходе сигнала u_d от положительной полуволны к отрицательной полуволне, что происходит на половине его периода в сигнале компаратора u_k , кроме заднего фронта могут сформироваться дополнительные импульсы. Передние фронты этих импульсов, в зависимости от их электрических характеристик, таких как логический уровень и темп нарастания, микроконтроллер может воспринимать как полезный сигнал, которым является передний фронт сигнала u_k , генерируемый в начале периода сигнала u_d согласно рис. 2. В результате описанного выше явления продолжительность

ΔT может быть измерена некорректно, т.е. с ошибкой, имеющей дискретную величину, приблизительно равную $0,5T_\Omega$ с точностью до времени, занимаемого сопутствующими вычислительными процессами.

Получение такого некорректного значения ΔT приводит к выходу результата измерения углового положения за пределы допуска по точности, каким бы этот допуск не был. Поэтому после выяснения причин возникновения описанного ошибочного результата был применен критерий корректности очередного ($i+1$)-го измерения, который описывается согласно следующим выражениям:

$$V_{i+1} = |\Delta T_{i+1} - \Delta T_i|; \quad (6)$$

$$T_m = \frac{mT_\Omega}{2}; \quad (7)$$

$$V_{i+1} < T_m, \quad (8)$$

где T_m – пороговое значение; m – коэффициент запаса, причем $0,6 < m < 1$.

Согласно (6), при получении очередного значения ΔT_{i+1} , которое происходит на каждом периоде T_Ω , требуется вычислить модуль его приращения V_{i+1} по отношению к предыдущему значению ΔT_i . При корректных значениях ΔT_i и ΔT_{i+1} величина V_{i+1} не может быть велика, так как ротор СКВТ за интервал времени $T_\Omega \approx 500$ мкс не может повернуться на большой угол, например на треть или половину оборота. Поэтому величина V_{i+1} при корректных значениях ΔT_i и ΔT_{i+1} ограничена величиной параметра T_m , рассчитываемого по (7), что описывается выражением (8). Если же по описанной выше причине получено некорректное значение ΔT_{i+1} , которое отличается от значения, действительного для текущего положения ротора СКВТ, приблизительно на $0,5T_\Omega$, то условие (8) не выполняется. Выявленное таким образом ошибочное значение ΔT_{i+1} в дальнейших расчетах не учитывается, в том числе при расчете следующей ($i+2$)-й итерации V_{i+2} по (6).

Как было отмечено выше, экспериментально установлено, что период T_Ω в широком диапазоне угловых положений ротора СКВТ является стабильной величиной. Однако при приближении ротора к границе оборота $\Theta \rightarrow 360^\circ$ в зоне, имеющей ширину $\Delta\Theta$ в несколько градусов, величина периода ΔT_{\max} между сбросами Таймера 2 отклоняется от корректной величины $\Delta T_{\max} \approx T_\Omega$, стабильной на протяжении остальной части оборота ротора. Установлено, что это явление связано с тем, что задачи детектирования переднего фронта сигнала u_k компаратора, считывания значения счетного регистра Таймера 2, начала очередного периода T_Ω напряжений статора u_α и u_β , а также сброса счетного регистра Таймера 2 до нулевого значения должны быть выполнены в близкие моменты времени. Поскольку вычисления для

каждой из перечисленных задач выполняются за конечное время, в зоне $\Delta\Theta$, в зависимости от конкретного момента времени захвата переднего фронта u_k , они выстраиваются в последовательность и создают пиковую вычислительную нагрузку, препятствуя строго своевременному своему выполнению. Например, программный сброс Таймера 2 и начало очередного периода его счета происходят с некоторым отклонением по отношению к началу периода T_Ω .

Было установлено, что зона положений $\Delta\Theta$ до границы оборота ротора СКВТ $\Theta \rightarrow 360^\circ$, при которой указанное явление наблюдается, а также отклонения dT продолжительности ΔT_{\max} от его стабильной величины зависят от приоритетов выполнения перечисленных задач и связанного с этим времени выполнения вычислений. Сказанное относится ко времени, затрачиваемому на вызов подпрограмм, а также к порядку расположения отдельных синтаксических конструкций в подпрограммах. Очевидно, что кроме сбоя счета Таймера 2 вычисления при прерывании от Таймера 3, связанные с формированием напряжений u_α и u_β , выполняются несколько несвоевременно. Наличие отклонения счета dT означает нелинейность характеристики «вход–выход» СКВТ, показанной на рис. 3, в зоне $\Delta\Theta$.

Чтобы уменьшить dT и зону $\Delta\Theta$, были приняты меры по снижению времени выполнения вычислений и распределению их по времени. Как показано на рис. 6, по внешнему прерыванию `exti0` при детектировании переднего фронта сигнала u_k компаратора считывается значение счетного регистра Таймера 2, равное ΔT и выраженное в машинных циклах. Далее внешнее прерывание `exti0` запрещается. Таким образом, программная обработка этого прерывания занимает минимальное время. Обработка полученного значения ΔT происходит в низкоприоритетном прерывании `exti1`, вызываемом при программной установке системного флага. Чтобы в большей степени распределить вычисления во времени, этот флаг устанавливается при обработке одного из Q прерываний при переполнении Таймера 3, которое следует по времени за считыванием ΔT . Далее внешнее прерывание `exti0` разрешается. В результате отклонения счета Таймера 2 наблюдаются в малой области $\Delta\Theta$ от $\Theta \approx 358,5^\circ$ до $\Theta \rightarrow 360^\circ$. Максимальное одномоментное отклонение счета времени Таймером 2 сокращено до $dT \approx 45$ м.ц.

Рассмотрим сглаживание по методу скользящего среднего, согласно которому при каждом j -м измерении Θ вычисляется их сумма для N последовательных измерений:

$$\Theta_{\Sigma,j} = \sum_{n=1}^N \Theta_{n,j}. \quad (9)$$

Если при очередном ($j+1$)-м измерении положения получена его величина $\Theta_{0,j+1}$ при $n = 0$, то N последовательных измерений поло-

жения $\{\Theta_{n,j}\}$ сдвигаются в направлении возрастания индексов n и j согласно следующим выражениям, причем $n \geq 1$:

$$\Theta_{n+1,j+1} = \Theta_{n,j}; \quad (10)$$

$$\Theta_{1,j+1} = \Theta_{0,j+1}. \quad (11)$$

Согласно (11), значение $\Theta_{0,j+1}$ в массиве $\{\Theta_{n,j+1}\}$ становится элементом $\Theta_{1,j+1}$. Далее, чтобы уменьшить объем вычислений, из суммы $\Theta_{\Sigma,j}$ вычитается самый «старый» элемент $\Theta_{N+1,j+1}$, рассчитанный по (10), а самый «новый» элемент $\Theta_{1,j+1}$ прибавляется к этой сумме согласно следующему выражению:

$$\Theta_{\Sigma,j+1} = \Theta_{\Sigma,j} + \Theta_{1,j+1} - \Theta_{N+1,j+1}. \quad (12)$$

Итоговое сглаженное значение положения, являясь средней величиной за N измерений, вычисляется по формуле

$$\Theta_{j+1} = \frac{\Theta_{\Sigma,j+1}}{N}. \quad (13)$$

В дальнейшем для простоты порядковый индекс $j+1$ для очередного значения положения Θ будет пропущен. Следует отметить, что положения Θ в (9)–(13) имеют целочисленный формат `int32` и размерность машинных циклов, как у измеренной продолжительности интервала ΔT .

На рис. 8 приведены экспериментальные графики, иллюстрирующие измерение углового положения ротора СКВТ с помощью разработанного контроллера. Оно приведено к размерности градусов. Эти графики получены с помощью упомянутого выше приложения для персонального компьютера. Во всех случаях ротор СКВТ установлен на одинаковый угол. Точки на графиках показывают область разброса μ экспериментальных значений положения Θ по вертикальным осям после сглаживания по (9)–(13). Очевидно, что действительное положение ротора СКВТ находится в середине зоны μ . По горизонтальным осям отложено время получения очередного значения положения Θ персональным компьютером от контроллера.

Согласно этим графикам (рис. 8), снижение частоты f_{Ω} напряжений, подаваемых на фазы статора СКВТ, и увеличение числа N точек выборки положения, используемых при усреднении результата, приводит к увеличению точности измерений. Таким образом, при частоте напряжений статора $f_{\Omega} = 2,0$ кГц и числе измерений $N = 15$ достигнута ширина зоны разброса положения $\mu \approx 0,08^{\circ}$. Эта величина соизмерима с погрешностями, связанными с конструкцией СКВТ. Для сравнения, при $f_{\Omega} = 2,0$ кГц и отсутствии сглаживания зона разброса μ достигает $0,6^{\circ}$, что, очевидно, связано с разбросом времени срабатывания компаратора К (см. рис. 1), который генерирует сигнал u_k , показанный на рис. 2.

Многочисленное повторение экспериментов при различных положениях ротора СКВТ и не-

которых значениях частоты f_{Ω} и числа измерений N подтвердило указанные выше закономерности, а также показало примерное совпадение ширины зон разброса измеренного положения Θ с зонами разброса μ , показанными на рис. 8. То обстоятельство, что значения Θ (рис. 8) являются дискретными, имеющими несколько уровней, связано с их автоматическим округлением при отображении приложением.

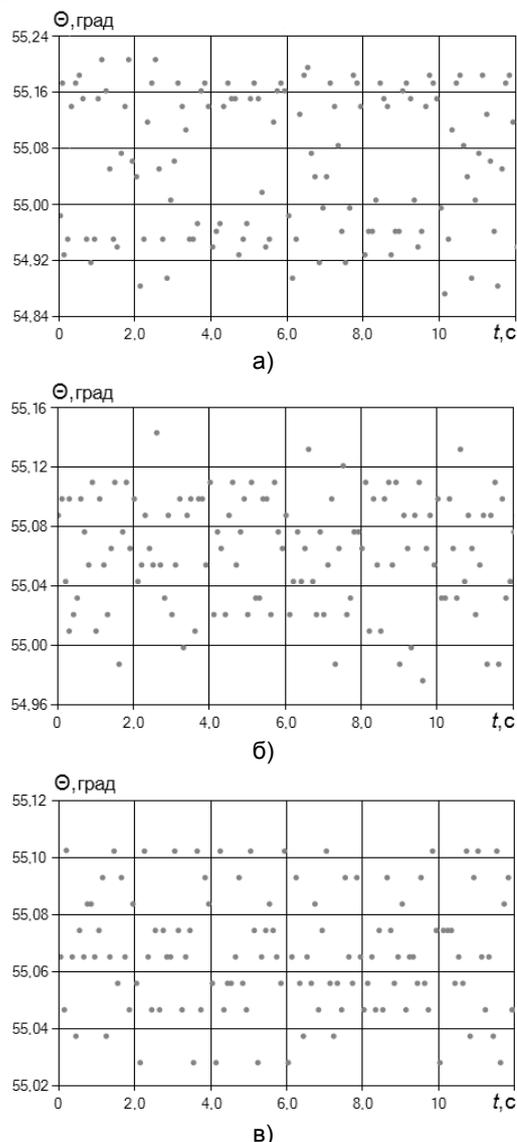


Рис. 8. Экспериментальные графики измеренного положения ротора СКВТ: а – при $f_{\Omega} = 2,5$ кГц и $N = 10$; б – при $f_{\Omega} = 2,0$ кГц и $N = 10$; в – при $f_{\Omega} = 2,0$ кГц и $N = 15$

Очевидно, что описанное выше усреднение, или сглаживание, результатов измерения положения вносит инерционность в работу замкнутой системы автоматического управления. Степень этого влияния зависит от скорости вращения вала исполнительного механизма, на котором установлен датчик СКВТ. Для тихоходных высокомоментных механизмов, валы которых соединены с электрическими двигателями через редукторы и другие кинематические пе-

редачи с большим передаточным числом, влияние описанной инерционности минимально [1, 2], а полезный эффект от повышения точности измерения положения проявляется в большей степени.

Также было экспериментально установлено получение некорректного результата измерения положения на границе оборота ротора СКВТ, которое связано с тем, что в массиве $\{\Theta_{n,j}\}$, предназначенном для вычисления скользящего среднего N элементов, одновременно присутствуют значения положений $\Theta \rightarrow 360^\circ$ и $\Theta \rightarrow 0$. Если вал приводного механизма, на котором установлен СКВТ, совершает движение в секторе, не превышающем один его оборот, то указанное выше обстоятельство не оказывает влияния на систему управления, замкнутую по датчику положения, а условное начало отсчета, т. е. нулевое значение положения в контроллере СКВТ, может быть задано программно.

В разработанном контроллере СКВТ получение ошибочного результата, описанное выше, устранено путем расширения диапазона измерения углового положения Θ из диапазона $0-360^\circ$ до угла поворота φ , изменяющегося в более широких пределах, принимая, в том числе, и отрицательные значения. Для этого очередное $(i+1)$ -е значение V_{i+1} , рассчитанное по (6), проверенное на корректность по (7) и (8), сравнивается с пороговым значением:

$$T_\sigma = \sigma T_\Omega, \quad (14)$$

где σ – коэффициент, причем $0,8 < \sigma < 0,9$.

Если V_{i+1} превышает пороговое значение T_σ , то детектируется прохождение ротором СКВТ границы оборота, направление которого зависит от знака разности ΔT_i и ΔT_{i+1} . Это следует из периодичности характеристики «вход–выход» СКВТ в фазовом режиме (см. рис. 3). Число детектированных таким образом оборотов учитывается при расчете угла поворота φ в зависимости от углового положения Θ . Далее значения угла поворота $\varphi_{n,j}$ должны подвергаться сглаживанию согласно (9)–(13). Угол поворота φ , в отличие от углового положения Θ , не имеет разрывов на границах оборотов. Значит, обозначенная задача обеспечения корректного измерения положения ротора СКВТ на границах его оборотов с обеспечением переходов между оборотами при осуществлении сглаживания решена. Величина угла поворота φ ограничена разрядной сеткой числового формата int32 при вычислениях по (9)–(13).

Описанный способ расширения диапазона углового положения Θ до угла поворота φ не противоречит проверке корректности результатов измерения по (7) и (8), так как возможные некорректные значения ΔT не превышают пороговое значение T_σ , рассчитанное по (14), и примерно равны величине T_m , рассчитанной по (7).

Следует отметить, что между включением питания разработанного контроллера СКВТ и его готовностью к выдаче данных об измеренном угловом положении ротора предусмотрена программно формируемая пауза. Она требуется для окончания инициализации микроконтроллера и завершения переходных процессов при включении напряжений питания фаз статора СКВТ, а также для первоначального заполнения N элементов выборки измеренного положения Θ , или угла поворота φ .

Выводы. Разработка контроллера СКВТ в фазовом режиме потребовала детального учета физических процессов, на которых основан его принцип работы. В частности, потребовалось их согласование, учитывая время выполнения программного обеспечения, с вычислительными процессами, осуществляемыми микропроцессорной техникой при генерировании, захвате и обработке сигналов с использованием встроенных аппаратных модулей.

В целях повышения точности измерений положения до $0,08^\circ$ выбрана частота напряжений, питающих статор СКВТ, и способ их формирования, а между встроенными модулями микроконтроллера распределены задачи генерирования, захвата и обработки сигналов. Эти задачи имеют приоритеты и распределены во времени, чтобы снизить взаимное влияние при их выполнении и устранить пиковые вычислительные нагрузки микроконтроллера.

Для повышения точности измерения положения ротора СКВТ применена дополнительная обработка его результатов, а именно оценка их корректности и сглаживание по методу скользящего среднего.

Список литературы

1. **Анучин А.С.** Системы управления электроприводов. – М.: Изд. дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. **Терехов В.М., Осипов О.И.** Системы управления электроприводов: учебник для вузов / под ред. В.М. Терехова. – М.: Изд. центр «Академия», 2005. – 304 с.
3. **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.
4. **Розанов Ю.К., Соколова Е.М.** Электронные устройства электромеханических систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Изд. центр «Академия», 2004. – 272 с.
5. **Терехов В.М.** Элементы автоматизированного электропривода: учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.
6. **Анучин А.С., Подзорова В.С., Кульманов В.И., Шпак Д.М.** Метод цифровой обработки сигналов синусно-косинусного инкрементального датчика положения для исключения влияния постоянной составляющей этих сигналов // Вестник ИГЭУ. – 2017. – Вып. 6. – С. 33–39. DOI: 10.17588/2072-2672.2017.6.033-039.
7. **Прокофьев Г.В., Большаков К.Н., Стахин В.Г., Обедин А.А.** Разработка микросхемы обработки

сигнала с синусно-косинусных датчиков положения с высоким разрешением // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 3(176). – С. 30–42.

8. **Войтицкий С.А., Ивахно В.С., Ивахно Н.В.**

Цифровая система обработки сигналов вращающегося трансформатора на основе DSP-микроконтроллера в составе электропривода // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2012. – № 8. – С. 184–188.

9. **STM32** Arm Cortex Microcontrollers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.st.com (дата обращения 16.12.2022).

10. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники. В 2 т. Т. 1: пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 598 с.

11. **Waijung** Blockset [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://waijung.aimagin.com> (дата обращения 19.01.2023).

12. **Polyuschenkov I.** Model-oriented Programming Technique in The Development of Electric Drive Control System // 2019 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED), 2019, pp. 1–6. DOI: 10.1109/IWED.2019.8664388.

References

1. Anuchin, A.S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Control systems of electric drives]. Moscow: Izdatel'skiy dom MEI, 2015. 373 p.

2. Terekhov, V.M., Osipov, O.I. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Control systems of electric drives]. Moscow: Izdatel'skiy tsentr «Akademiya», 2006. 304 p.

3. Egupov, N.D. *Metody klassicheskoy i sovremennoy teorii upravleniya. V 3 t., t. 2* [Classic and Modern Methods of Control Theory. In 3 vol., vol. 2]. Moscow: Izdatel'stvo MGTU im N.E. Bauman, 2000. 736 p.

4. Rozanov, Yu.K., Sokolova, E.M. *Elektronnyye ustroystva elektromekhanicheskikh sistem* [Electronic equipment of electromechanical systems]. Moscow: Izdatel'skiy tsentr «Akademiya», 2004. 272 p.

5. Terekhov, V.M. *Elementy avtomatizirovannogo elektroprivoda* [Elements of Automated Electric Drive]. Moscow: Energoatomizdat, 1987. 224 p.

6. Anuchin, A.S., Podzorova, V.S., Kul'manov, V.I., Shpak, D.M. Metod tsifrovoy obrabotki signalov sinusno-kosinusnogo inkremental'nogo datchika polozheniya dlya iskl'yucheniya vliyaniya postoyannoy sostavlyayushchey etikh signalov [Method for digital signal processing of a sine-cosine incremental encoder to eliminate the influence of the constant component of these signals]. *Vestnik IGEU*, 2017, issue 6, pp. 33–39. DOI: 10.17588/2072-2672.2017.6.033-039.

7. Prokof'ev, G.V., Bol'shakov, K.N., Stakhin, V.G., Obednin, A.A. Razrabotka mikroskhemy obrabotki signala s sinusno-kosinusnykh datchikov polozheniya s vysokim razresheniyem [Development of a signal processing chip from sine-cosine position sensors with high resolution]. *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki*, 2016, no. 3(176), pp. 30–42.

8. Voytitskiy, S.A., Ivakhno, V.S., Ivakhno, N.V. Tsifrovaya sistema obrabotki signalov vrashchayushchegosya transformatora na osnove DSP-mikrokontrollera i sostave elektroprivoda [Digital signal processing system for a rotary transformer based on a DSP microcontroller and an electric drive]. *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki*, 2012, no. 8, pp. 184–188.

9. STM32 Arm Cortex Microcontrollers. Available at: www.st.com (Date of appeal 16.12.2022).

10. Horovitz, P., Hill, W. *Iskusstvo skhemotekhniki. V 2 t., t. 1* [The Art of Electronics. In 2 vol., vol. 1]. Moscow: Izdatel'stvo Mir, 1986. 598 p.

11. Waijung Blockset. Available at: <http://waijung.aimagin.com> (Date of appeal 19.01.2023).

12. Polyuschenkov, I. Model-oriented Programming Technique in The Development of Electric Drive Control System. 2019 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED), 2019, pp. 1–6. DOI: 10.1109/IWED.2019.8664388.