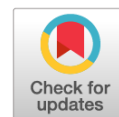


DOI: <https://doi.org/10.17816/2074-0530-568930>

Оригинальное исследование



Разработка контроллера датчика положения на базе синусно-косинусного вращающегося трансформатора

И.С. Полющенко

Рубикон – Инновация, Смоленск, Российская Федерация

АННОТАЦИЯ

Обоснование. Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы, являясь электромеханическими датчиками положения, обладают сравнительно высокой точностью и стойкостью к тяжёлым условиям эксплуатации, что делает их привлекательными для использования в автотранспортной технике и оборудовании, установленном на её базе. Для генерирования напряжений возбуждения, обработки измерительных сигналов и вычисления в зависимости от них углового положения вала, на котором установлен такой датчик, предназначены специальные контроллеры, имеющие программно-аппаратную реализацию.

Цель работы — разработка программно-аппаратных средств контроллера датчика положения на базе синусно-косинусного вращающегося трансформатора в амплитудном режиме.

Методы и материалы. С учётом электромагнитных процессов, на которых основана работа синусно-косинусного вращающегося трансформатора в амплитудном режиме, были применены методы системного анализа, методы разработки и отладки программного обеспечения, методы экспериментальных исследований и обработки их результатов.

Результаты. Дано детальное описание контроллера синусно-косинусного вращающегося трансформатора в амплитудном режиме, а также показана его реализация с использованием микропроцессорной техники и специализированных средств для генерирования, захвата и обработки сигналов. Приведена структура программного обеспечения контроллера, а также описаны технические решения, направленные на повышение точности измерения углового положения и рациональное осуществление вычислительных процессов. Результаты экспериментального исследования иллюстрируют достижение заявленной цели.

Заключение. Разработка контроллера синусно-косинусного вращающегося трансформатора в амплитудном режиме потребовала детального учёта и согласования электромагнитных, электрических и вычислительных процессов, а также применения различных технических решений, направленных на повышение точности измерения углового положения. Полученные результаты могут быть применены при разработке контроллеров различных электромеханических датчиков положения.

Ключевые слова: датчик положения; синусно-косинусный вращающийся трансформатор; система управления; микроконтроллер.

Как цитировать:

Полющенко И.С. Разработка контроллера датчика положения на базе синусно-косинусного вращающегося трансформатора // Известия МГТУ «МАМИ». 2024. Т. 18. № 1. С. 43–52. DOI: <https://doi.org/10.17816/2074-0530-568930>

DOI: <https://doi.org/10.17816/2074-0530-568930>

Original Study Article

Development of a controller for the position sensor based on a sine-cosine rotary transformer

Igor S. Polyuschenkov

"Rubicon – Innovation" R&D Company, Smolensk, Russian Federation

ABSTRACT

BACKGROUND: Sine-cosine rotary transformers, being electromechanical position sensors, have a relatively high accuracy and resistance to harsh operating conditions, which makes them attractive for use in automotive machinery and equipment installed on its base. Special controllers with software and hardware implementation are designed to generate excitation voltages, to process measuring signals and to calculate, depending on them, the angular position of the shaft where the sensor is installed.

AIM: Development of software and hardware for a controller of the position sensor based on a sine-cosine rotary transformer in the amplitude mode.

METHODS: Taking into account electromagnetic processes, which are the basis of the operation of a sine-cosine rotary transformer in the amplitude mode, system analysis methods, methods of software developing and debugging, methods of experimental researches and processing their results were applied.

RESULTS: A detailed description of the controller of a sine-cosine rotary transformer in the amplitude mode as well as its implementation using microprocessor technology and specialized tools for generating, capturing and processing signals are given. The structure of the controller software is given, as well as technical solutions aimed at improving the accuracy of measuring the angular position and the reasonable implementation of computational processes are described. The results of the experimental study illustrate the achievement of the given aim.

CONCLUSIONS: The development of a controller for a sine-cosine rotary transformer in the amplitude mode required the detailed consideration and coordination of electromagnetic, electrical and computational processes, as well as the use of various technical solutions aimed at improving the accuracy of measuring the angular position. The results obtained can be applied in the development of controllers for various electromechanical position sensors.

Keywords: position sensor; sine-cosine rotary transformer; control system; microcontroller.

To cite this article:

Polyuschenkov I.S. Development of a controller for the position sensor based on a sine-cosine rotary transformer. *Izvestiya MGTU «MAMI»*. 2024;18(1):43–52.

DOI: <https://doi.org/10.17816/2074-0530-568930>

Received: 29.08.2023

Accepted: 30.10.2023

Published online: 30.03.2024

ВВЕДЕНИЕ

В следящих и позиционных системах управления [1] разнообразного технологического оборудования для определения положения валов исполнительных механизмов могут быть применены синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ). Эти электромеханические датчики, имеющие ротор и статор, обладают сравнительно простой конструкцией, высокой надёжностью и стойкостью к внешним факторам, а также приемлемой точностью [2, 3]. Для формирования сигналов возбуждения СКВТ, захвата и обработки информационных сигналов, а также для вычисления углового положения его ротора по отношению к статору предназначены контроллеры на базе вычислительной техники. В зависимости от особенностей применения СКВТ и использованных технических решений такой контроллер может быть элементом конструкции системы управления электропривода или входить в её состав на уровне аппаратных средств и программного обеспечения. Контроллер СКВТ может быть и отдельным, самостоятельным устройством, сопрягаемым с системой управления электропривода по цифровым интерфейсам и линиям связи. Применение СКВТ в автотранспортной технике и в технологическом оборудовании, установленном на её базе, является привлекательным в связи с высокой надёжностью этих датчиков и их устойчивостью к тяжёлым условиям эксплуатации.

Существует значительное количество СКВТ и их контроллеров, доступных для приобретения и применения. Они различаются функциональностью и характеристиками точности, линейности и быстродействия, а также конструктивным исполнением. Это обстоятельство, однако, не исключает самостоятельную разработку контроллера СКВТ, а именно, его программных и аппаратных средств. Такая разработка обоснована в следующих случаях, в том числе характерных для агрегатов и оборудования автотранспортной техники, а также оборудования и установок на её базе:

- 1) необходимость включить программные и аппаратные средства контроллера СКВТ в состав системы управления оборудованием или в конструкцию этого оборудования;
- 2) обеспечение функциональности и характеристик контроллера СКВТ, улучшенных по сравнению с аналогичными устройствами;
- 3) глубокое интегрирование СКВТ в конструкцию технологического механизма.

Кроме того, способность к разработке такого устройства, как контроллер СКВТ, является показателем профессионального уровня разработчиков и организации в целом.

В зависимости от использования обмоток статора и ротора для возбуждения и снятия измерительных сигналов, содержащих информацию о положении ротора по отношению к статору, различают амплитудный и фазовый

режимы работы СКВТ. При фазовом режиме работы [2, 3] обе обмотки статора СКВТ питаются квадратурными напряжениями возбуждения синусоидальной формы, имеющими частоту в несколько килогерц, а измерительный синусоидальный сигнал такой же частоты снимается с обмотки ротора. Этот сигнал имеет фазовый сдвиг по отношению к напряжениям, питающим статор, величина которого прямо пропорциональна угловому положению ротора. При амплитудном режиме [2–6] обмотка ротора питается синусоидальным напряжением возбуждения, имеющим сравнительно высокую частоту, а амплитуды квадратурных синусоидальных измерительных сигналов, снимаемых с обмоток статора, зависят от углового положения ротора по отношению к статору. Эта зависимость является нелинейной в пределах оборота ротора.

Несмотря на очевидную простоту контроллера СКВТ в фазовом режиме и линейность характеристики вход–выход, т. е. зависимости параметра измеряемого сигнала от углового положения ротора, из-за специфики используемых сигналов имеется противоречие между интенсивностью обновления информации о положении ротора, точностью и разрешающей способностью этого измерения, что было показано в [7]. Поэтому фазовый режим не применим для некоторых исполнений СКВТ, имеющих небольшие габариты и массу, т. к. для них требуется, чтобы частота напряжений возбуждения имела величину в несколько мегагерц для расчётного протекания электромагнитных процессов. В то же время специализированные микросхемы, предназначенные для СКВТ в амплитудном режиме, могут быть использованы для формирования высокочастотного сигнала возбуждения и демодуляции сигналов [6], содержащих информацию о положении ротора, а микропроцессорные средства позволяют учесть нелинейность характеристики вход – выход. При амплитудном режиме технические решения, направленные на повышение точности измерения углового положения и своевременности обновления информации, не находятся в принципиальном противоречии в отличие от фазового режима. Эти обстоятельства делают актуальной и привлекательной разработку контроллера СКВТ в амплитудном режиме.

Целью статьи является разработка программно-аппаратных средств контроллера датчика углового положения на базе синусно-косинусного вращающегося трансформатора в амплитудном режиме.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. Составить описание контроллера СКВТ, работающего в амплитудном режиме, с учётом процессов генерирования, захвата и обработки сигналов.
2. На основе принципа работы СКВТ и характеристик средств реализации его контроллера выявить причины ограничения его точности, учесть и устранить их.
3. Экспериментально исследовать разработанный контроллер СКВТ, оценив результат применения

В результате протекания электромагнитных процессов в измерительных фазах α и β СКВТ наводятся ЭДС, снимаемые с них как синусоидальные сигналы u_α и u_β :

$$u_{\alpha}(\Theta, t) = U_{\alpha}(\Theta) \sin(\Omega_d t); \quad (3)$$
$$u_{\beta}(\Theta, t) = U_{\beta}(\Theta) \sin(\Omega_d t); \quad (4)$$

$$u_d(t) = U_d \sin(\Omega_d t); \quad (1)$$

$$\Omega_d = 2\pi f_d. \quad (2)$$

Обмотка ротора может иметь скользящие контакты или быть бесконтактной [2, 3]. Конструктивной формой СКВТ является индуктосин, для которого характерны небольшие габариты и масса, имеющий печатный ротор и печатный статор. Его обмотка возбуждения, как и измерительные обмотки α и β , имеют вид печатных рисунков и находятся на статоре. При повороте ротора, на котором также нанесён печатный рисунок, изменяется индуктивная связь между обмоткой возбуждения и измерительными обмотками α и β . В остальном принцип его работы аналогичен СКВТ в виде электрической микромашины.

$$U_{\alpha}(\Theta) = k_{\text{T}} U_d \sin \Theta; \quad (5)$$

$$U_{\beta}(\Theta) = k_{\text{T}} U_d \cos \Theta, \quad (6)$$

где k_{τ} — коэффициент трансформации между каждой из обмоток α и β статора и обмоткой возбуждения при их соосном положении.

Сигналы $u_\alpha(\Theta, t)$ и $u_\beta(\Theta, t)$, согласно (3) и (4), имеют такую же частоту f_{dr} , что и напряжение возбуждения u_{dr} , а их амплитуды U_α и U_β , по (5) и (6), зависят от углового положения Θ ротора по отношению к осям α и β статора. Коэффициент трансформации k_r , зависящий от типа СКВТ, одинаков для обеих фаз. Таким образом, сигналы $u_\alpha(\Theta, t)$ и $u_\beta(\Theta, t)$ имеют амплитудную модуляцию в зависимости от углового положения ротора Θ по отношению к статору, которое подлежит измерению. Это свойство СКВТ положено в основу его амплитудного режима работы. Согласно [2–4], огибающие сигналов $u_\alpha(\Theta, t)$ и $u_\beta(\Theta, t)$, выделенные при демодуляции [6], позволяют определить угловое положение Θ лишь в пределах полуоборота ротора СКВТ — от 0 до π радиан или от π до 2π радиан. Согласно [4, 6], эти сигналы служат основой для получения более информативных сигналов вида $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$, показанных на рис. 2, которые описываются следующим образом:

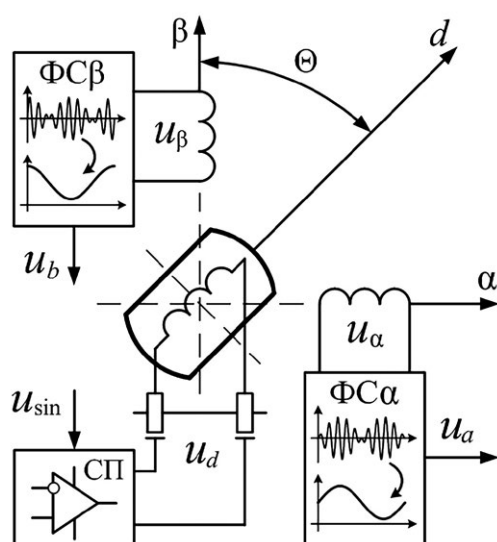


Fig. 1. Functional diagram of the SCRT controller in the amplitude mode.

Fig. 2. Time-domain diagrams of the SCRT controller in the amplitude mode.

$$u_a(\Theta) = U_0 + v_a(\Theta) = U_0 + V_a \sin \Theta; \quad (7)$$

$$u_b(\Theta) = U_0 + v_b(\Theta) = U_0 + V_b \cos \Theta; \quad (8)$$

$$V_a = V_b = \mu k_T U_d; \quad (9)$$

$$U_0 = k_T U_d, \quad (10)$$

где μ — коэффициент масштаба, причём $0 < k_T \mu < 1$; U_0 — центрированный уровень; V_a и V_b — амплитуды составляющих $v_a(\Theta)$ и $v_b(\Theta)$ сигналов $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$.

Сочетание величин этих сигналов однозначно сопоставляется с угловым положением ротора СКВТ от 0 до 2π радиан. Наличие уровня U_0 , отличного от нуля, в (7) и (8) связано с однополярным питанием электронных элементов и средств вычислительной техники.

Формирование напряжения возбуждения, имеющего высокую частоту, и обработка информационных сигналов для получения сигналов вида $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$ основаны на применении различных достаточно сложных аппаратных и программных средств [4, 6], которые трудно реализуемы с помощью микропроцессорной техники общего назначения. Наименее трудоёмким для осуществления способом получения сигналов вида $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$ является применение специализированных микросхем [6], например, 1310k025 и IPS2550. Согласно рис. 1, их назначение иллюстрируют формирователи сигналов ФС α и ФС β . Эти микросхемы также осуществляют генерирование сигнала возбуждения $u_d(t)$, имеющего частоту до нескольких мегагерц, что на рис. 1 иллюстрируется схемой питания СП.

Отдельно следует отметить, что графики сигналов $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$ на рис. 2 показаны в зависимости от времени t в связи с тем, что при вращении ротора его угловое положение является функцией времени $\Theta(t)$. Поэтому в выражениях (7) и (8) время t в явном виде не входит. С учётом зависимости $\Theta(t)$ при постоянной скорости вращения ω_0 ротора СКВТ пропорциональная ей частота f_0 сигналов v_a и v_b описывается следующим выражением:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{T_0}, \quad (11)$$

где T_0 — время совершения одного оборота ротором СКВТ при постоянной скорости его вращения ω_0 , показанное на рис. 2.

Если скорость вращения ротора СКВТ не является постоянной, что происходит при неустановившемся вращении вала исполнительного механизма, то частота сигналов v_a и v_b является переменной в зависимости от $\Theta(t)$. В этом случае сигналы v_a и v_b имеют частотную модуляцию. Однако, как в динамике, так и при установившемся вращении они связаны с угловым положением Θ по законам синуса и косинуса, согласно (7) и (8). Очевидно, что с ростом частоты f_d напряжения возбуждения сигналы $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$ более точно описывают быстрое и динамично

изменяющееся вращение ротора СКВТ, а значит, и вала исполнительного механизма.

Ввод сигналов $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$ в микроконтроллер в виде цифрового кода осуществляется с помощью встроенных в него аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Уровень U_0 из (7) и (8), а также коэффициент масштаба μ из (9) должны иметь такую величину, чтобы согласовать сигналы $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$ с диапазоном входного напряжения АЦП, обеспечивая разрешающую способность измерения этих сигналов. Значения сигналов $v_a(\Theta)$ и $v_b(\Theta)$, центрированных около нулевого уровня путём вычитания U_0 из кодов сигналов $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$, введённых в микроконтроллер, непосредственно используются для вычисления углового положения Θ ротора СКВТ. Согласно [2, 3], оно вычисляется с помощью арктангенса параметра λ и арккотангенса параметра ε . Они определяются следующим образом:

$$\lambda = \frac{v_a}{v_b} = \frac{\sin \Theta}{\cos \Theta} = \operatorname{tg} \Theta; \quad (12)$$

$$\varepsilon = \frac{v_b}{v_a} = \frac{\cos \Theta}{\sin \Theta} = \operatorname{ctg} \Theta. \quad (13)$$

На рис. 3 показаны характеристики вход–выход контроллера СКВТ в амплитудном режиме. Функции арктангенса и арккотангенса обозначены $\Theta(\lambda)$ и $\Theta(\varepsilon)$, соответственно. Они являются нелинейными, периодическими и, следовательно, неоднозначными в пределах оборота ротора СКВТ, а также имеют разрывы на границах его

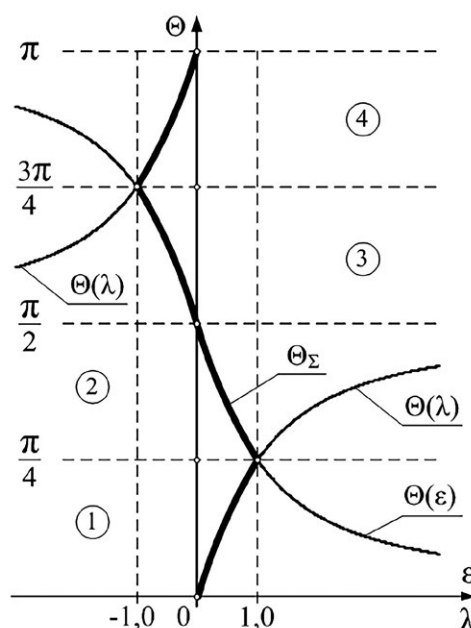


Рис. 3. Характеристика вход–выход контроллера СКВТ в амплитудном режиме.

Fig. 3. The input-output curve of the SCRT controller in the amplitude mode.

полуоборотов.

При микропроцессорной реализации контроллера СКВТ зависимости $\Theta(\lambda)$ и $\Theta(\varepsilon)$ обычно имеют табличное представление, чтобы сократить время вычислений. При этом целесообразно воспользоваться табличным описанием зависимости $\Theta(\lambda)$ для первого октанта ($0-45^\circ$) и зависимости $\Theta(\varepsilon)$ для второго октанта ($45-90^\circ$), для которых значения λ и ε , соответственно, лежат в пределах $0-1,0$. Для всего оборота ротора СКВТ они применяются с учётом периодичности функций арктангенса и арккотангенса. Это позволяет исключить точки разрыва на границах полуоборотов ротора СКВТ из результирующей характеристики вход–выход его контроллера. Кроме того, исключается расчёт λ по (12) при $v_b \rightarrow 0$ и расчёт ε по (13) при $v_a \rightarrow 0$, так как при этом указанные вычисления особенно подвержены влиянию шумов и помех, имеющих в измеренных сигналах $u_a(\Theta)$ и $u_b(\Theta)$.

Чтобы сопоставить значения λ для первого октанта и значения ε для второго октанта с их значениями на всём обороте ротора СКВТ в зависимости от величин v_a и v_b , на рис. 4 показаны зависимости $|v_a|$ и $|v_b|$ для всех его восьми октантов, обозначенных 1–8. Также на рис. 4 показаны диаграммы s_a и s_b знаков сигналов v_a и v_b . Каждое сочетание значений $|v_a|$ и $|v_b|$ со значениями s_a и s_b однозначно соответствует положению Θ_0 , показанному на рис. 4, в пределах всего оборота ротора. С учётом сказанного, при $|\lambda| \leq 1$ и $|\varepsilon| \leq 1$ для расчёта углового положения Θ ротора СКВТ предназначены следующие соотношения:

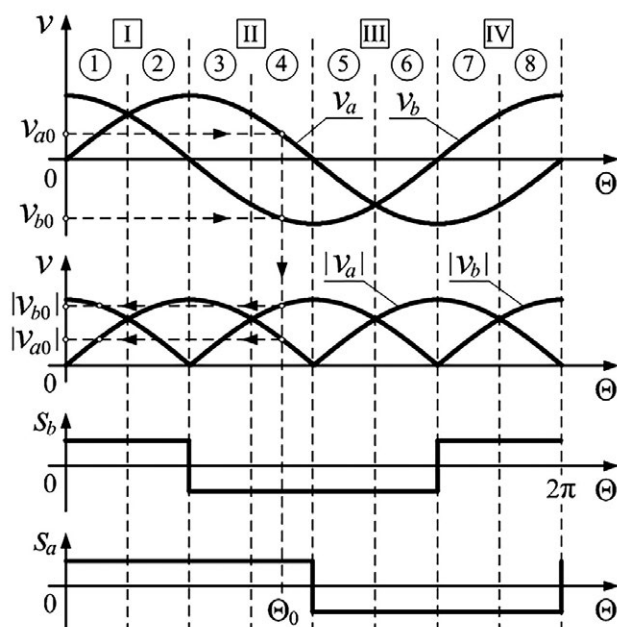


Рис. 4. Диаграммы сигналов для вычисления углового положения ротора СКВТ.

Fig. 4. Diagrams of signals for estimation of angular position of the SCRT.

$$\Theta(\lambda) = \Theta(n) + (-1)^{(n-1)} \arctg(|\lambda|); \quad (14)$$

$$\Theta(\varepsilon) = \Theta(n) + (-1)^{(n-1)} \operatorname{arccctg}(|\varepsilon|), \quad (15)$$

где n — целое число, равное номеру квадранта для сигналов v_a и v_b , согласно рис. 4, причём $1 \leq n \leq 4$; $\Theta(n)$ — функция, принимающая значения 0 при $n=1$, π при $n=2$ или $n=3$, 2π при $n=4$.

Выбор (14) или (15) для расчёта углового положения зависит от того, какой из параметров $|\lambda|$ или $|\varepsilon|$ для некоторых величин v_a и v_b лежит в диапазоне $0-1$. Согласно (12) и (13), принадлежность $|\lambda|$ или $|\varepsilon|$ этому диапазону может быть определена при сравнении $|v_a|$ и $|v_b|$ по величине. В соответствии с этим, зависимости $\Theta(\lambda)$ и $\Theta(\varepsilon)$ для величин $|\lambda|$ или $|\varepsilon|$ из диапазона $0-1,0$ образуют результирующую характеристику вход–выход Θ_Σ , показанную на рис. 3 для октантов 1–4. Она может быть показана и выше по оси Θ для октантов 5–8. Следовательно, согласно рис. 3, выражение (14) предназначено для октантов 1, 4, 5 и 8, а выражение (15) — для остальных октантов. Номера квадрантов, при выполнении условий $|\lambda| \leq 1$ и $|\varepsilon| \leq 1$ равные параметру n из (14) и (15), на рис. 4 обозначены I–IV.

Из выше сказанного следует алгоритм вычисления углового положения ротора СКВТ:

1. Через некоторый интервал времени $T_{\text{апп}}$ с помощью АЦП микроконтроллера осуществляется выборка сигналов u_a и u_b . При этом ротор СКВТ имеет угловое положение Θ_0 , которое требуется измерить.
2. Значения кодов этих сигналов, введённые в микроконтроллер, центрируются относительно нулевого уровня с учётом величины U_0 , чтобы получить коды сигналов v_a и v_b .
3. Определяются знаки s_a и s_b сигналов v_a и v_b , а также их модули $|v_a|$ и $|v_b|$, в зависимости от которых определяется принадлежность Θ_0 октанту и квадранту по рис. 4.
4. В зависимости от октанта определяется, по какому из выражений (14) или (15) рассчитывать положение Θ_0 , а в зависимости от квадранта определяются величины n и $\Theta(n)$.
5. В зависимости от выбора (14) или (15) далее по (12) или (13) рассчитывается значение $|\lambda|$ или $|\varepsilon|$, лежащее в диапазоне $0-1,0$, а затем с помощью табличного описания $\Theta(\lambda)$ для первого октанта или $\Theta(\varepsilon)$ для второго октанта рассчитывается искомая величина Θ_0 .

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

При разработке контроллера СКВТ использовалась отладочная плата *Discovery* с микроконтроллером *STM32F407*. Его программное обеспечение было разработано с использованием модельно-ориентированных средств, в частности, библиотека *Waijung Blockset* из состава системы компьютерной математики *Matlab*. При этом модельные блоки были использованы как обработчики

встроенных аппаратных модулей микроконтроллера и как элементы компоновки исполняемой модели программного обеспечения, а математическое программное обеспечение, связанное с обработкой сигналов, было разработано на языке С и включено в состав этой модели, как показано в [8].

Для генерирования сигнала возбуждения u_d , подаваемого на обмотку ротора СКБТ, и получения демодулированных сигналов u_a и u_b , содержащих информацию о его положении, использовалась микросхема *IPS2550* из отладочного комплекта *IPS2-Comboard*. В качестве датчика положения использован индуктосин, имеющий печатный ротор и печатный статор из того же комплекта. Напряжение u_d , питающее его обмотку возбуждения, имеет частоту $f_d = 3$ МГц. Очевидно, что синусоидальный сигнал такой частоты невозможно сформировать с помощью программно-аппаратных средств микроконтроллеров общего назначения, например, *STM32*, тем более с учётом необходимости своевременного и приоритетного выполнения других задач. Подключение микросхемы *IPS2550* и других средств управления к микроконтроллеру *STM32* иллюстрируется на рис. 5.

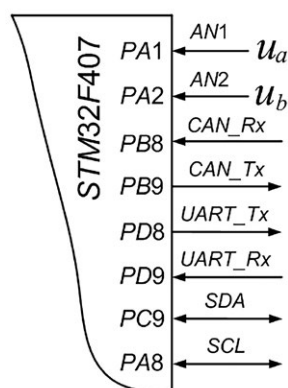


Рис. 5. Назначение линий микроконтроллера.
Fig. 5. Assignment of microcontroller lines.

Сигналы u_a и u_b подаются на аналоговые входы микроконтроллера *PA1* и *PA2*. Связь микросхемы *IPS2550* с микроконтроллером *STM32* для её контроля и конфигурирования осуществлена по сетевой шине *I2C* (*Inter-Integrated Circuit*). Связь микроконтроллера с персональным компьютером, использовавшаяся при отладке программного обеспечения осуществлена по линии асинхронного приёмопередатчика *UART* (*Universal Asynchronous Receive-Transmitter*) с преобразованием к интерфейсу *USB*. Сетевая шина *CAN* (*Controller Area Network*) предназначена для сопряжения контроллера СКБТ с каким-либо контроллером верхнего уровня для передачи результатов измерения положения по запросу от него. Вместо связи по *CAN* может быть использована отдельная сетевая шина *I2C*.

На рис. 6 показана блок-схема программного обеспечения разработанного контроллера СКБТ, которое устроено по принципу операционной системы и диспетчера задач. Приоритеты выполнения и интервалы повторения задач назначены в зависимости от значимости их своевременного выполнения и используемых вычислительных ресурсов. Большим номерам соответствует меньший приоритет, как у микроконтроллера *STM32*.

Согласно рис. 6, опрос аналоговых входов *PA1* и *PA2* и вычисление углового положения ротора СКБТ осуществляются с интервалом $T_{\text{апп}} = 100$ мкс по высокоприоритетному прерыванию при переполнении таймера. Доступ к приёмному буферу *UART* осуществлён также по прерыванию при переполнении, но другого таймера, имеющего более низкий приоритет, с интервалом 20 мс. Сообщения, полученные по сетевой шине *CAN*, обрабатываются по специальному прерыванию такого же приоритета. Ответные сообщения по *UART* и *CAN* отправляются при программной установке системных флагов прерываний *exti0* и *exti1*. Наименее приоритетные задачи выполняются в фоновом цикле.

Подпрограмма для вычисления углового положения Θ ротора СКБТ, выполняемая, согласно рис. 6, по прерыванию

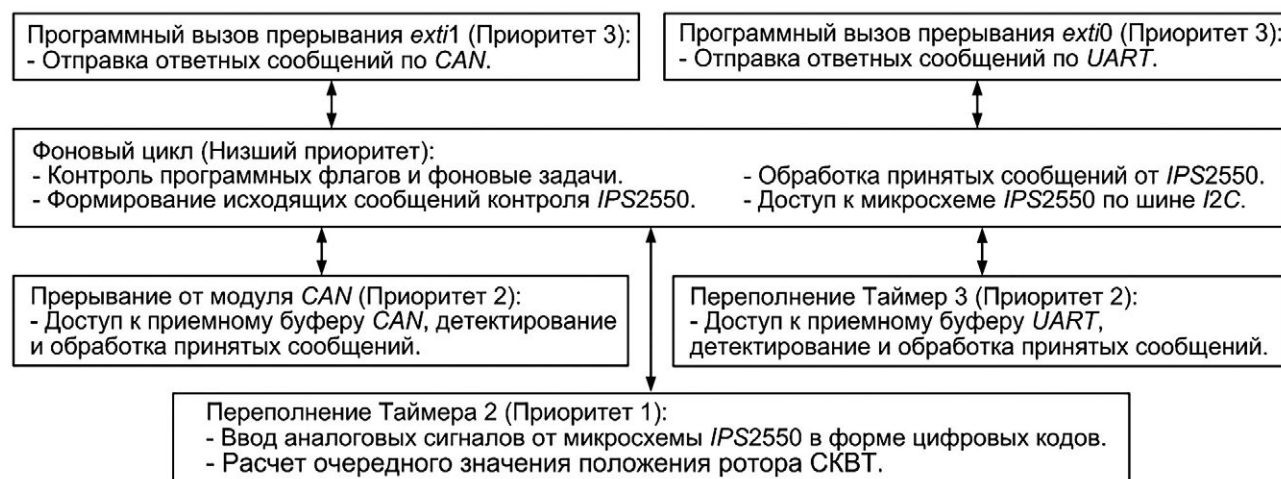


Рис. 6. Блок-схема программного обеспечения контроллера СКБТ.
Fig. 6. Block diagram of the SCRT controller software.

при переполнении Таймера 2, основана на приведённом ранее алгоритме. Для сокращения времени её выполнения зависимости $\Theta(\lambda)$ и $\Theta(\varepsilon)$ представлены таблично для первого октанта и второго октанта соответственно. Эти зависимости в диапазоне 0–1,0 параметров λ и ε , соответственно, имеют по 11 дискретных значений через равные интервалы λ и ε , а промежуточные значения рассчитываются с помощью линейной интерполяции. Чтобы мгновенные значения сигналов u_a и u_b максимально совпадали по времени при их вводе в микроконтроллер, для опроса каждого из аналоговых входов использованы индивидуальные АЦП. Их опорному напряжению 3,3 В соответствует 4096 градаций входных дискретных сигналов. Микросхема *IPS2550*, как и микроконтроллер *STM32*, имеет напряжение питания 3,3 В. Поэтому согласование уровней их сигналов не требуется. Размах сигналов u_a и u_b , от которого зависит разрешающая способность измерения Θ , был установлен в пределах опорного напряжения АЦП при настройке микросхемы *IPS2550* по шине *I2C*. Для расчётов была определена величина центрированного уровня U_0 . При разработке контроллера СКВТ и исследовании применения технических решений использовалось специальное приложение для персонального компьютера (ПК), графически отображающее данные, полученные по линии связи *UART — USB* между ними.

Исследование контроллера на разных этапах его разработки показало серьёзную подверженность измерения углового положения помехам и шумам в измерительных цепях. Первоначально визуально наблюдаемая зона разброса экспериментальных значений Θ по отношению к некоторому его центральному значению, которое, очевидно, является достоверным, превышала один градус. Чтобы учесть это обстоятельство и получить более точный результат измерения, в непосредственной близости от аналоговых входов микроконтроллера *PA1* и *PA2* были расположены ёмкостные фильтры, а измеренные величины v_a и v_b программно сглаживаются по методу скользящего среднего. Очевидно, что эти меры приводят к искажению полезных составляющих сигналов u_a и u_b при динамичном вращении ротора СКВТ. Однако это может быть приемлемо для тихоходных механизмов, соединённых с электрическим двигателем через редуктор с большим передаточным числом.

Кроме того, расчётная величина Θ сглаживается программным низкочастотным фильтром, подавляющим высокочастотные составляющие входного сигнала или его цифрового эквивалента, но пропускающим его компоненты низкой частоты, в том числе постоянную составляющую. Его рекуррентная формула имеет следующий вид:

$$y[k+1] = y[k] + \frac{\Delta t}{T_\Phi} (x[k] - y[k]), \quad (16)$$

где k — номер итерации расчёта; $\Delta t = 100$ мкс — интервал времени между итерациями, равный периоду $T_{\text{анп}}$

выборки сигналов u_a и u_b ; $T_\Phi = 1,5$ мс — постоянная времени фильтра; x и y — входное и выходное значения фильтра.

Сглаживание углового положения Θ программным фильтром приводит к тому, что в некоторой зоне на границе оборота ротора СКВТ, где зависимость Θ , согласно рис. 2, имеет разрыв, вход фильтра x из (16) может принимать значения как $\Theta \approx 0$, так и $\Theta \approx 360^\circ$ при соседних итерациях расчёта по (16), что приводит к некорректному результату. Чтобы устранить описанную коллизию, угловое положение Θ , изменяющееся при вращении ротора СКВТ от 0 до 360° , расширяется до угла поворота, который не имеет разрыва на границе оборота ротора СКВТ и изменяется при его вращении в широких пределах, как в [9].

На рис. 7 показан экспериментальный график, позволяющий оценить точность измерения углового положения ротора СКВТ. Для его установки на заданный эталонный угол φ был использован следящий электропривод (ЭП), согласно функциональной схеме экспериментальной установки, показанной на рис. 8. Эталонный угол φ отсчитывается по энкодеру, который встроен в этот электропривод и имеет разрешающую способность $\Delta = 0,045^\circ$. Энкодер электропривода в схеме экспериментальной установки, показанной на рис. 8, обозначен как эталонный датчик положения ЭДП, а электрический двигатель из его состава обозначен ЭД. Устанавливая ротор СКВТ в положение φ_3 , которое задано с пульта управления, электропривод, находясь в состоянии, близком к холостому ходу, отрабатывает это положение в режиме слежения с точностью до единицы разрешающей способности Δ . Поэтому можно считать, что фактическая величина углового положения φ приблизительно равна его заданной величине φ_3 , то есть $\varphi \approx \varphi_3$.

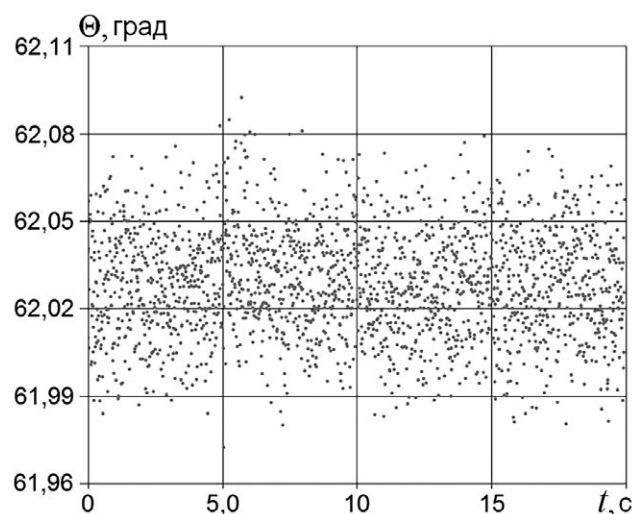


Рис. 7. Экспериментальный график измеренного углового положения ротора СКВТ.

Fig. 7. Experimental graph of measured angular position of the SCRT rotor.

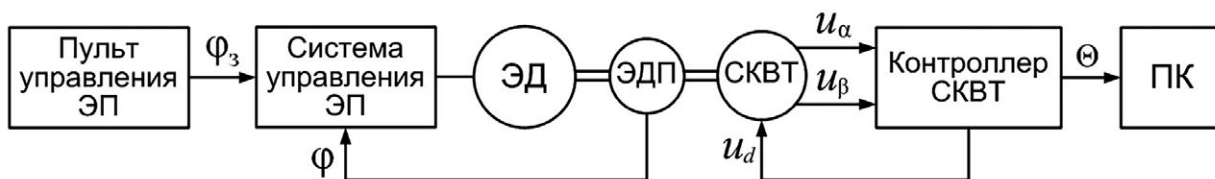


Рис. 8. Функциональная схема экспериментальной установки для исследования контроллера СКВТ.

Fig. 8. Functional scheme of an experimental rig for study of the SCRT controller.

Близкие по ширине зоны разброса значений Θ относительно некоторых центральных значений, подобно рис. 7, наблюдались при установке ротора СКВТ на различные углы в пределах его оборота. Чтобы дать количественную оценку точности контроллера СКВТ и показать отличие результата измерения им углового положения Θ от эталонной величины положения φ , то есть отклонение зависимости $\Theta(\varphi)$ от линейности, проведено исследование, автоматизированное с помощью специального приложения для персонального компьютера.

Для каждого из $1 \leq j \leq 80$ эталонных положений φ_j ротора СКВТ, на которые он устанавливался электроприводом через интервал $\Delta\varphi_j = 4,5^\circ$, были сделаны $H = 1000$ повторных измерений $\Theta_{j,h}$ и рассчитаны их средние величины Θ_j^* , которые при большой величине H могут рассматриваться как математические ожидания и достоверные показания датчика [10]. Согласно [10], для каждого из $J = 80$ эталонных положений φ_j определены выборочные дисперсии D_j , которые характеризуют распределение измеренных величин $\Theta_{j,h}$, образующих зону разброса относительно среднего значения Θ_j^* таким образом, что чем ближе значение $\Theta_{j,h}$ к значению Θ_j^* , тем чаще оно встречается среди H значений. Так, для графика, показанного на рис. 7, $\Theta^* = 62,03^\circ$ и $D = 0,019^\circ$. Для всех $J = 80$ положений φ_j получено, что $D_j \leq 0,03^\circ$. Установлено, что отклонение Θ_j^* от φ_j не превышает $|\sigma| \leq 0,23^\circ$, но оно неравномерно распределено в пределах оборота ротора СКВТ. Очевидно, что причиной отличия Θ_j^* от φ_j , то есть отклонения зависимости $\Theta(\varphi)$ от линейности, являются неточности изготовления печатного ротора и печатного статора, а также неравномерность зазора между ними при установке индуктосина на валу приводного механизма. Коррекция этой нелинейности может быть осуществлена индивидуально для каждого контроллера СКВТ на основании его экспериментальной зависимости $\Theta(\varphi)$ путём внесения поправки в результат измерения углового положения. Для этого разработана специальная подпрограмма из состава программного обеспечения контроллера СКВТ.

Следует заметить, что на экспериментальную величину $|\sigma|$ некоторое влияние оказывает разрешающая способность энкодера электропривода $\Delta = 0,045^\circ$. Поэтому при установке ротора СКВТ на эталонный угол φ_j электропривод в режиме слежения совершает движения в пределах, как минимум, одной величины Δ .

С учётом сказанного, для разработанного контроллера ширина зоны разброса результата измерения углового положения при неподвижном роторе СКВТ постулируется с запасом на уровне $\delta = 0,2^\circ$, учитывая возможность значительных выбросов Θ , редких согласно дисперсии $D_j \leq 0,03^\circ$. Такая точность примерно соответствует аналогам с учётом нелинейности зависимости $\Theta(\varphi)$ и возможности её коррекции. При этом постоянная времени фильтра T_ϕ из (16) равна 1,5 мс. Сужение зоны δ и снижение величины дисперсии D_j может быть достигнуто путём увеличения постоянной времени фильтра T_ϕ , что, однако, вносит инерционность в процесс измерения углового положения.

Между включением питания разработанного контроллера СКВТ и его готовностью к передаче результатов измерения положения предусмотрена программная пауза с поэтапным введением в работу отдельных подпрограмм, осуществляющих захват и обработку сигналов, до окончания переходных процессов. Сказанное относится к первоначальному заполнению массивов, используемых для вычисления скользящих средних, а также к завершению переходного процесса в программном фильтре.

ВЫВОДЫ

1. Несмотря на сравнительно сложное математическое описание и нелинейность характеристики вход–выход, при детальной разработке контроллера СКВТ в амплитудном режиме достижима его высокая точность и своевременность обновления информации.
2. Реализуемость амплитудного режима при высокой частоте напряжения возбуждения, в том числе при использовании специализированных аппаратных средств, осуществляющих формирование и обработку сигналов, делает его применимым для СКВТ различных конструкций, обладающих небольшими габаритами и массой.
3. Для повышения точности измерения положения ротора СКВТ применены схемотехнические входные низкочастотные фильтры измеряемых сигналов, их выборка с высокой частотой повторения, вычисление скользящих средних промежуточных переменных и сглаживание результата расчёта положения с помощью программного фильтра.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Конфликт интересов. Автор декларирует отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи.

Источник финансирования. Автор заявляет об отсутствии внешнего финансирования при проведении исследования.

ADDITIONAL INFORMATION

Competing interests. The author declares no any transparent and potential conflict of interests in relation to this article publication.

Funding source. This study was not supported by any external sources of funding.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. М.: МЭИ, 2015.
2. Розанов Ю.К., Соколова Е.М. Электронные устройства электромеханических систем: учебное пособие для вузов. М.: Академия, 2004.
3. Терехов В.М. Элементы автоматизированного электропривода: учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Войтицкий С.А., Ивахно В.С., Ивахно Н.В. Цифровая система обработки сигналов вращающегося трансформатора на основе DSP-микроконтроллера и составе электропривода // Известия ТулГУ. Технические науки. 2012. №8. С. 184–188.
5. Анучин А.С., Подзорова В.С., Кульманов В.И. и др. Метод цифровой обработки сигналов синусно-косинусного инкрементального датчика положения для исключения влияния постоянной составляющей этих сигналов // Вестник ИГЭУ. 2017. № 6. С. 33–39. doi: 10.17588/2072-2672.2017.6.033-039

6. Прокофьев Г.В., Большаков К.Н., Стахин В.Г. и др. Разработка микросхемы обработки сигнала с синусно-косинусных датчиков положения с высоким разрешением // Известия ЮФУ. Технические науки. 2016. №3 (176). С. 30–42.
7. Полющенко И.С. Разработка контроллера электромеханического датчика положения // Вестник ИГЭУ. 2023. № 4. С. 36–45. doi: 10.17588/2072-2672.2023.4.036-045
8. Полющенко И.С. Модельно-ориентированное программирование как инструмент инженера-электромеханика // Вестник ИГЭУ. 2023. № 1. С. 60–70. doi: 10.17588/2072-2672.2023.1.060-070
9. Полющенко И.С. Разработка контроллера цифрового датчика положения и его программного обеспечения // Вестник ИГЭУ. 2023. № 3. С. 52–61. doi: 10.17588/2072-2672.2023.3.052-061
10. Шенк Х. Теория инженерного эксперимента: учебное пособие. М.: Мир, 1972.

REFERENCES

1. Anuchin AS. *Electric drive control systems*. Moscow: MEI; 2015. (In Russ.)
2. Rozanov YuK, Sokolova EM. *Electronic devices of electromechanical systems: a textbook for universities*. Moscow: Akademiya; 2004. (In Russ.)
3. Terekhov VM. *Elements of an automated electric drive: a textbook for universities*. Moscow: Energoatomizdat; 1987. (In Russ.)
4. Voititsky SA, Ivakhno VS, Ivakhno NV. Digital signal processing system for a rotating transformer based on a DSP microcontroller and an electric drive. *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki*. 2012;8:184–188. (In Russ.)
5. Anuchin AS, Podzorova VS, Kulmanov VI, et al. Method of digital processing of signals of a sine-cosine incremental position sensor to eliminate the influence of the constant component of these signals. *Vestnik IGEU*. 2017;6:33–39. (In Russ.) doi: 10.17588/2072-2672.2017.6.033-039

6. Prokofiev GV, Bolshakov KN, Stakhin VG, et al. Development of a signal processing chip from sine-cosine position sensors with high resolution. *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki*. 2016;3(176):30–42. (In Russ.)
7. Polyushchenkov IS. Development of an electromechanical position sensor controller. *Vestnik IGEU*. 2023;4:36–45. (In Russ.) doi: 10.17588/2072-2672.2023.4.036-045
8. Polyushchenkov IS. Model-Based Programming as a Tool for the Electrical Engineer. *Vestnik IGEU*. 2023;1:60–70. (In Russ.) doi: 10.17588/2072-2672.2023.1.060-070
9. Polyushchenkov IS. Development of a digital position sensor controller and its software. *Vestnik IGEU*. 2023;3:52–61. (In Russ.) doi: 10.17588/2072-2672.2023.3.052-061
10. Schenk X. Theory of engineering experiment: textbook. Moscow: Mir; 1972. (In Russ.)

ОБ АВТОРЕ

Полющенко Игорь Сергеевич,

канд. техн. наук,

инженер;

адрес: Российская Федерация, 214031, Смоленск,

ул. Индустриальная, д. 2;

ORCID: 0000-0001-6023-9927;

eLibrary SPIN: 9795-8775;

e-mail: polyushenkov.igor@yandex.ru

AUTHOR'S INFO

Igor S. Polyushchenkov,

Cand. Sci. (Engineering),

Engineer;

address: 2 Industrialnaya street, 214031 Smolensk,

Russian Federation;

ORCID: 0000-0001-6023-9927;

eLibrary SPIN: 9795-8775;

e-mail: polyushenkov.igor@yandex.ru