

Фазовый преобразователь угла со статистическим контуром обратной связи для СКВТ высокой точности

Виктор САФРОНОВ,
К. Т. Н., В. Н. С.
vik.saf@yandex.ru

На практике часто используют включение синусно-косинусного трансформатора (СКВТ) по схеме фазового вращателя [1, 2]. Теперь, с появлением новых электронных компонентов, в том числе микроконтроллеров, для повышения точности измерений угла поворота СКВТ можно применить такие методы, которые раньше реализовать было не на чем.

В данной статье предложены новые решения с использованием программно-аппаратных средств для построения многофункциональных фазовых преобразователей угла, основы функционирования которых были описаны в отечественной литературе еще в [3].

Один из ключевых моментов данной статьи — замена элементарного разностного звена, традиционно используемого во всех без исключения структурных схемах автоматического регулирования, на более «интеллектуальное» статистическое звено. Идеологически отличаясь от хорошо известного фильтра Кальмана, звено такого типа позволяет в реальном времени формировать текущее значение ошибки управления с помощью математического регрессионного анализа всех ее предшествующих значений и тем самым устранить влияние случайных флуктуаций сигналов в контуре обратной связи на точность преобразования.

Синтезирован цифровой следящий алгоритм. Совместно со статистическим звеном регрессионной обработки он предоставляет возможность достоверно получить до 20 разрядов и более в двоичном коде измеряемого угла СКВТ.

Введение

Результаты глубокого изучения влияния стационарных случайных флуктуаций на точность работы следящей системы (в том числе для преобразователя угла СКВТ) представлены, например, в работах [4, 5]. В них предложены методы парирования стационарных случайных дискретных процессов с известным математическим ожиданием и корреляционной функцией.

В [6] описаны способы расчета статистической методической погрешности измерений, получаемой в тестовом режиме при моде-

лировании СКВТ на ЭВМ и по результатам предварительно проведенных испытаний.

Эти примеры, однако, лишь частично касаются вопросов разработки средств для повышения точности измерений следящей системой СКВТ при ее функционировании на объекте в реальном времени.

В данной статье:

- во-первых, синтезирован компактный алгоритм следящей системы многофункционального преобразователя угла фазового типа, способный работать в реальном времени;
- во-вторых, новым техническим решением является замыкание контура обратной связи следящей системы преобразователя с помощью статистического звена, устраняющего влияние флуктуаций управляющего воздействия и сигнала обратной связи. Это решение позволяет повысить точность измерений.

Аналитический обзор многочисленной литературы по классической теории автома-

тического управления, например [7], позволяет утверждать, что замена традиционного разностного звена, применяемого во всех без исключения структурах следящих систем, на статистическое звено с программной математической регрессионной обработкой предшествующих значений ошибок, возникших на протяжении всего процесса управления в масштабе реального времени, является новым техническим решением. Это важное структурное отличие отражено на рис. 1, где $F(t)$ — входное воздействие (целеуказание); $U_1(t)$ — сигнал ошибки управления; $U_2(t)$ — выходной сигнал управления; $U_3(t)$ — сигнал датчика; $U_4(t)$ — сигнал канала обратной связи; $W(p)$ — передаточная функция прямого канала; K — передаточная функция канала обратной связи; R — статистическое (разностное) звено.

Известно, что в структурных схемах следящих систем традиционно используют разностное звено, выполняющее операцию всего лишь элементарного алгебраического

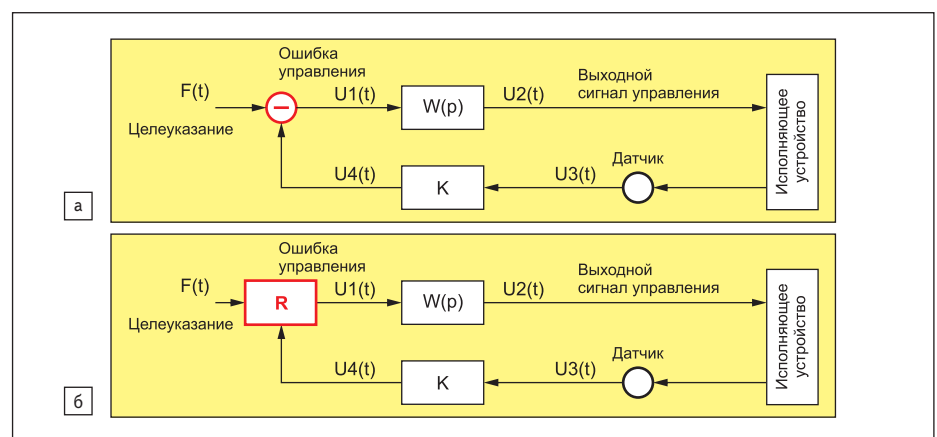


Рис. 1. Две структуры следящих систем:

- а) традиционная структура содержит разностное звено (отмечено красным цветом);
б) предложенная структура со статистическим звеном (отмечено красным цветом)

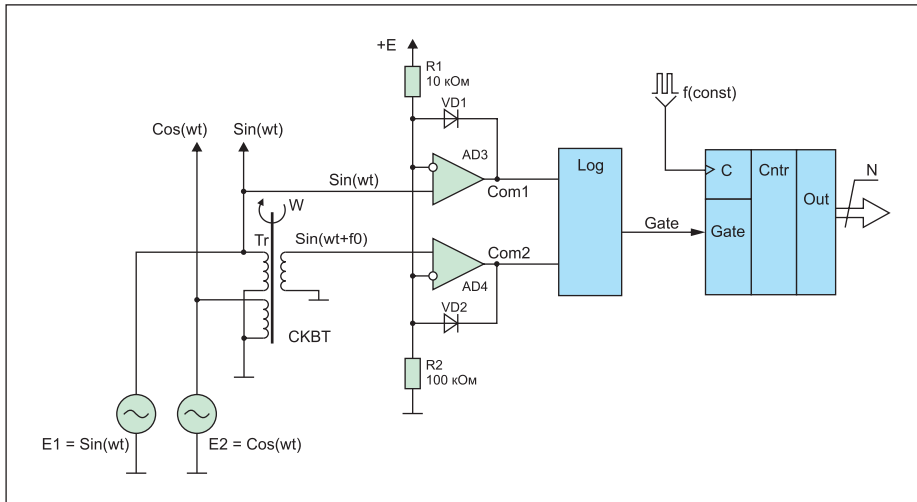


Рис. 2. Включение СКВТ по схеме фазовращателя

фазной обмотки возбуждения, компаратора сигнала выходной обмотки СКВТ и логической схемы последовательного конечного автомата Log формируют сигналы Com1, Com2 и Gate, показанные на временной диаграмме (рис. 3).

Наиболее чувствительным к флуктуациям и при этом играющим большую роль в достижении точных результатов измерений является N -разрядный CNTR-счетчик мерных импульсов, входящий в состав схемы (рис. 2) и управляемый сигналом Gate. В зависимости от направления вращения вала СКВТ, вперед или назад, в обоих случаях счетчик CNTR мерных импульсов формирует цифровой N -разрядный код, пропорциональный углу поворота СКВТ, причем для точных преобразователей N может достигать 20 разрядов и даже больше. Мерные импульсы должны иметь кварцевую стабилизацию частоты. Об особенностях построения логической схемы последовательного конечного автомата Log для процесса преобразования длительности импульса в цифровой код с помощью квантизатора временных интервалов рассказано в [8].

На рис. 1б этот код обозначен как входное воздействие $F(t)$ (целеуказание) и используется далее при синтезе следящего алгоритма.

Синтез цифрового следящего алгоритма с регрессионным статистическим звеном в контуре обратной связи

Учитывая пожелания и результаты, полученные при разработке многофункциональ-

вычитания. При этом ошибка управления $U_1(t)$ получается вычитанием из значения целеуказания $F(t)$ значения сигнала обратной связи $U_4(t)$, пропорционального сигналу, полученному от датчика исполняющего устройства. Далее эта ошибка вводится в звено с функцией передачи $W(p)$, формирующее сигнал $U_2(t)$ для управления исполняющим устройством. При этом анализ динамики следящих систем выполняется без учета случайных вариаций ошибки управления.

Однако на практике и сигнал целеуказания, и сигнал датчика исполняющего устройства имеют случайные (не методические!) флуктуации, связанные с реальными условиями эксплуатации. В структурной схеме невозможно придумать «звено» со сколь-нибудь детерминированной функцией передачи, чтобы заранее, в тестовом режиме, верифицировать, отстроить или настроить динамику от этих флуктуаций: они неминуемо приводят к ухудшению точности и воспроизводимости результатов работы следящей системы.

Эффективным, а часто и единственным «средством борьбы» в таких случаях считают введение в структуру следящей системы фильтра Кальмана, способного работать в реальном времени.

Справедливости ради, для дальнейшего изложения с применением теории линейного автоматического регулирования, аксиоматически примем, что абсолютные величины случайных возмущений не приводят к возникновению незатухающих переходных процессов, а сама система все время остается устойчивой и линейной. Этому способствуют выбранные передаточные функции звеньев следящей структуры.

При включении СКВТ по схеме фазовращателя (рис. 2) обе его первичные фазные обмотки должны возбуждаться генератором гармонических сигналов соответственно синусной и косинусной формы [1, 2]. Далее, с помощью компаратора сигнала «синусной»

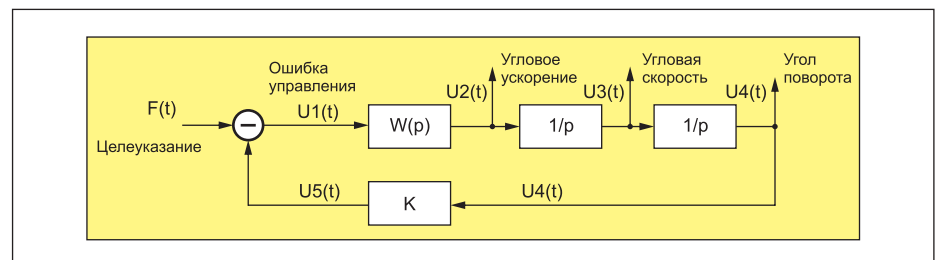


Рис. 4. Структура предлагаемого многофункционального цифрового следящего алгоритма с регрессионным статистическим звеном в контуре обратной связи

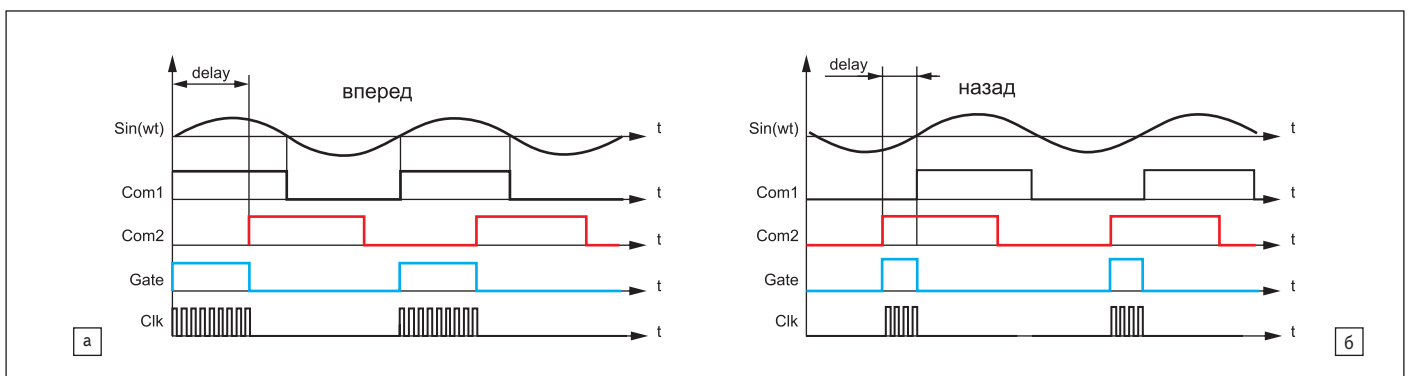


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов при включении СКВТ по схеме фазовращателя, показаны два случая направления вращения вала СКВТ: а) прямое; б) реверсивное

ного цифрового фазового преобразователя угла, описанного в [2], [3], введем в контур обратной связи регрессионное статистическое звено в виде, показанном на рис. 1б, и, кроме того, создадим дополнительные выходы, придающие многофункциональность фазовому преобразователю (рис. 4).

Отобразим систему уравнений, описывающих эту структуру (рис. 5):

$$W(p) = \frac{k_1}{1+T_1 \times p}, \quad (1)$$

$$\begin{cases} U_1(p) = R(F(p), U_5(p)) \\ U_2(p) = W(p) \times U_1(p) \\ U_3(p) = U_2(p) \times 1/p \\ U_4(p) = U_3(p) \times 1/p \\ U_5(p) = U_4(p) \times K_2 \end{cases} \quad (2)$$

Первое уравнение из системы (2)

Ему соответствует математическая модель регрессионного статистического звена в контуре обратной связи.

В фильтре Кальмана используют линейный регрессионный математический аппарат (иногда применяют и нелинейную регрессию). В данном случае в качестве передаточной функции предложена альтернативная, целевая функция ошибки (ЦФО), напоминающая функцию фильтра Кальмана, но имеющая взаимно независимые коэффициенты регрессии α и β :

$$\begin{aligned} \text{ЦФО} &= R(F(t), U_5(t)) = \\ &= \sum_{i=1}^N F(t) - \alpha \times U_5(t) + \beta)^2, \end{aligned} \quad (3)$$

где $F(t)$ — сигнал целеуказания, рад; $U_5(t)$ — сигнал обратной связи, В; α (рад/В), β (рад) — размерные коэффициенты регрессии, в общем случае зависят от N ; N — количество точек измерения. По мере работы алгоритма в реальном времени, количество точек, естественно, растет, а из-за сходящегося следящего процесса величина регрессионной ошибки очевидно имеет в пределе значение ЦФО = $U_1(t) = 0$.

Для процедуры программы статистической обработки необходимо в явном виде иметь формулы для вычисления коэффициентов α и β в (3). Математически эта задача сводится к нахождению минимума ЦФО, а потому следует записать и решить линейную систему уравнений, составленную из частных производных ЦФО по коэффициентам α и β . Приравняв уравнения к нулю, чтобы найти экстремум, после простых преобразований получим:

$$\begin{cases} \alpha \times \sum_{i=1}^N U_5^2(t_i) - \beta \times \sum_{i=1}^N U_5(t_i) = \sum_{i=1}^N U_5(t_i) \times F(t_i) \\ \alpha \times \sum_{i=1}^N U_5(t_i) - \beta \times N = \sum_{i=1}^N F(t_i) \end{cases} \quad (4)$$

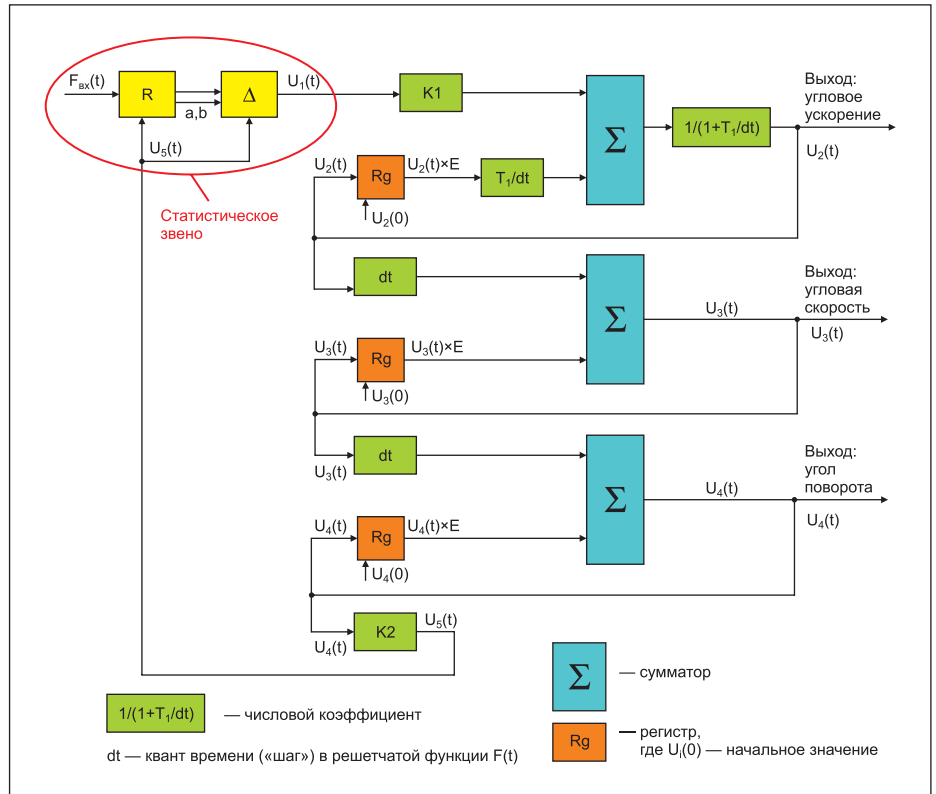


Рис. 5. Блок-схема цифрового следящего алгоритма с регрессионным статистическим звеном в контуре обратной связи для высокоточного преобразователя угла СКВТ, включенного по схеме фазового вращателя

Решая систему (4), получим:

$$\alpha = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{i=1}^N F(t_i) \times U_5(t_i) & -\sum_{i=1}^N U_5(t_i) \\ \sum_{i=1}^N F(t_i) & -N \end{vmatrix}}{\Delta}, \quad (5)$$

$$\beta = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{i=1}^N U_5^2(t_i) & \sum_{i=1}^N F(t_i) \times U_5(t_i) \\ \sum_{i=1}^N U_5(t_i) & \sum_{i=1}^N F(t_i) \end{vmatrix}}{\Delta},$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} \sum_{i=1}^N U_5^2(t_i) & \sum_{i=1}^N U_5(t_i) \\ \sum_{i=1}^N U_5(t_i) & N \end{vmatrix}. \quad (6)$$

Поскольку ЦФО (3) представлена четной функцией, то текущую ошибку следует вычислять так:

$$U_1(t) = F(t) - \alpha_0 \times U_5(t) + \beta_0, \quad (7)$$

подставляя значения $\alpha_0 = \alpha$, $\beta_0 = \beta$, вычисленные по (5).

Вычисления значений α и β в реальном масштабе времени потребуют определенных вычислительных ресурсов. Для этого уравнения (5, 6 и 7) следует представить в рекуррентном виде, но эта несложная задача и выбор элементной базы легко решаются с применением современных микроконтроллеров (например, примененного Atmel Atmega-328P или практически любого микроконтроллера из семейства PIC-18 или PIC-23).

Теперь перейдем к остальным уравнениям системы (2), применяя к ним метод алгебраического E-операторного преобразования дифференциальных уравнений. Этот эффективный метод преобразования дифференциальных уравнений к виду алгебраических разностных уравнений описан в [9]. Напомним, что E-оператор аналогично оператору Лапласа позволяет «заменить» операции дифференцирования на совокупность алгебраических действий. Причем оператор p^k надо заменить на выражение $(1-E)^k/\Delta t^k$ и затем явно выписать выходную переменную в виде разностного алгебраического уравнения с параметром времени.

Второе уравнение из системы (2)

Физически оно выражает значение углового ускорения вращения вала СКВТ.

С учетом (6) ему соответствует:

$$U_2(p) = U_1 \times \frac{k_1}{1+T_1 \times p}. \quad (8)$$

Используя E -метод [9] преобразования операторного уравнения в разностное алгебраическое уравнение, получим:

$$U_2(t) = \frac{k_1 \times U_1(t) + U_2(t) \times E \times \frac{T_1}{\Delta t}}{1 + \frac{T_1}{\Delta t}}. \quad (9)$$

Третье уравнение из системы (2)

Физически оно выражает значение угловой скорости вращения вала СКВТ. Опять используя E -метод, получим разностное алгебраическое уравнение:

$$U_3(t) = U_2(t) \times \Delta t + E \times U_3(t). \quad (10)$$

Четвертое уравнение из системы (2)

Физически оно выражает значение угла поворота вала СКВТ.

Аналогично, используя E -метод, получим разностное алгебраическое уравнение:

$$U_4(t) = U_3(t) \times \Delta t + E \times U_4(t). \quad (11)$$

Пятое уравнение из системы (2)

Ему соответствует совсем простое алгебраическое уравнение:

$$U_5(t) = U_4(t) \times K_2. \quad (12)$$

Полученные уравнения (7, 9, 10, 11, 12) очевидно полностью описывают структуру блок-схемы алгоритма, и теперь осталось только, строго (!) следуя полученным урав-

нениям, нарисовать блок-схему алгоритма цифрового фазового следящего преобразователя угла СКВТ высокой точности с регрессионным статистическим звеном в контуре обратной связи (рис. 5).

Напомним, что все коэффициенты — числовые константы, вычисляемые в процессе программирования до момента прошивки в flash-память микропроцессора.

Замечания к программной реализации алгоритма:

- для реализации формул (7, 9, 10, 11, 12) на практике можно использовать недорогой микроконтроллер, например из семейств PIC18F, AVR Atmega или Cortex M3;
- в регистрах хранятся глобальные переменные типа Real (действительное число), адресуемые указателем стека.

Выводы

1. Синтез альтернативного алгоритма выполнен с учетом особенностей многофункционального цифрового преобразователя угла, приведенного в отечественной литературе [3].
2. Представленный алгоритм настолько компактен, что позволяет реализовать его программно-аппаратными средствами на основе современных недорогих микроконтроллеров, например PIC18F, AVR Atmega или Cortex M3.
3. Синтез алгоритмов проведен с применением математического E -операторного метода, изложенного в [9], позволяющего получить компактные алгоритмические структуры для построения по ним реальных вычислительных программ. ■

Литература

1. Сафронов В. Теория и практика применения датчиков угла поворота на основе СКВТ // Компоненты и технологии. 2014. № 4.
2. Смирнов Ю. С. Электромехатронные преобразователи / Под ред. А. Л. Шестакова. Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2013.
3. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. М.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Черноуцкий Г. С., Сибрин А. П., Жабреев В. С. Следящие системы автоматических манипуляторов / Под ред. Г. С. Черноуцкого. М.: Наука, 1987.
5. Смирнов Ю. С. Развитие метода Г. С. Черноуцкого для определения вероятности устойчивости импульсной системы. Актуальные проблемы автоматизации и управления / Научно-практическая конференция. Челябинск: Изд-во ЮУрГУ (НИУ), 2013.
6. Воронин Н. Н., Домрачев В. М., Сигачев И. П. и др. Цифровые преобразователи угла с коррекцией начальной погрешности преобразователя. Измерительная техника. М.: Изд-во стандартов, 2007. № 1.
7. Попов Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. М.: Наука, 1989.
8. Сафронов В. В. Способ выделения пачек прямоугольных импульсов из непрерывной последовательности произвольным асинхронным строб-сигналом // Компоненты и технологии. 2014. № 9.
9. Сафронов В. В. Синтез разностных алгоритмов управления цифровыми следящими электроприводами мобильных роботов E -операторным методом // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2015. Т. 15. № 2.