

Цифровой преобразователь угла с возбуждением СКВТ пилообразным током и с математической регрессионной моделью в контуре обратной связи

Виктор САФРОНОВ,
к. т. н., в. н. с.
vik.saf@yandex.ru

В статье предложен комплекс средств для повышения точности работы преобразователя угла с возбуждением СКВТ от генератора пилообразного тока, описанного в [1].

Опыт эксплуатации указанного преобразователя позволил ввести ряд усовершенствований, и теперь преобразователь имеет структуру замкнутой следящей системы для каждой из двух фазных обмоток СКВТ, но при этом:

- разностное звено, традиционно используемое во всех без исключения структурах следящих систем автоматического регулирования (ключевой момент в данной статье), заменено на «интеллектуальное» звено, выполняющее линейный регрессионный анализ текущих значений ЭДС;
- в структуру следящих систем введены звенья для формирования первых производных по времени от сигналов фазных обмоток, придающие преобразователю свойство multifunctionality и дополнительное удобство в использовании.

В итоге указанные усовершенствования позволили увеличить точность работы следящих алгоритмов и повысить достоверность результатов измерений преобразователя угла за счет парирования статистических флуктуаций, возникающих из-за влияния неучтенных внешних факторов.

Введение

В статье предложен комплекс средств для повышения точности работы преобразователя угла с возбуждением СКВТ от генератора пилообразного тока. Преобразователь угла описан в [1].

Опыт его эксплуатации позволил реализовать ряд усовершенствований, и теперь структуры для формирования синусного и косинусного сигналов фазных обмоток преобразователя построены по принципу следящих систем.

Напомним, что описанный в [1] преобразователь угла с возбуждением СКВТ от гене-

ратора пилообразного тока концептуально отличается от известных «амплитудных» способов обработки информации СКВТ, в том числе тем, что вместо возбуждающего генератора с традиционно синусоидальной формой напряжения в нем применен генератор тока периодической пилообразной формы.

Идея предложенного способа основана на том, что по виду функции передачи СКВТ представляет собой дифференцирующий элемент. Полный магнитный поток в магнитопроводе СКВТ изменяется пропорционально (линейно) току возбуждения пилообразной формы, при этом значения ЭДС на выходных фазных обмотках окажутся пропорциональными первым производным

по времени от соответствующих нормальных проекций полного магнитного потока. То есть математические модели значений ЭДС на фазных обмотках будут представлять собой прямоугольные импульсы с амплитудами, пропорциональными соответственно $\sin(\varphi)$ и $\cos(\varphi)$ угла поворота выходного вала. На рис. 1 приведены временные диаграммы работы СКВТ по предложенному способу.

Этот оригинальный способ позволяет без какой-либо дополнительной обработки получить выходные синусные и косинусные сигналы СКВТ в виде импульсов прямоугольной формы с ЭДС, пропорциональными соответственно $\sin(\varphi)$ и $\cos(\varphi)$ поворота вала. Причем плоские «плато» сигналов пря-

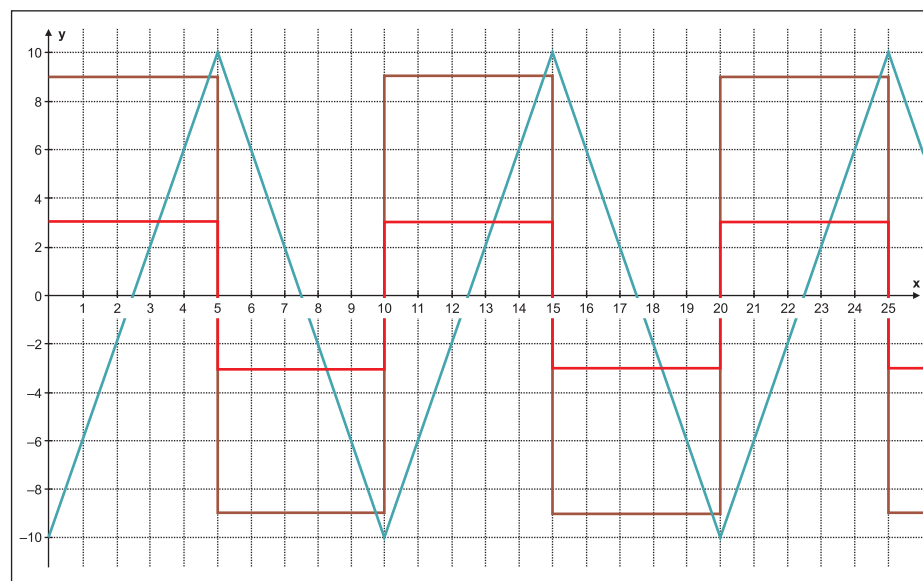


Рис. 1. Временные диаграммы работы СКВТ с возбуждением от генератора пилообразного тока (показаны при $\varphi = 18^\circ 30'$): ток возбуждения СКВТ — график голубого цвета; ЭДС на выходной «косинусной обмотке» — график коричневого цвета; ЭДС на выходной «синусной обмотке» — график красного цвета

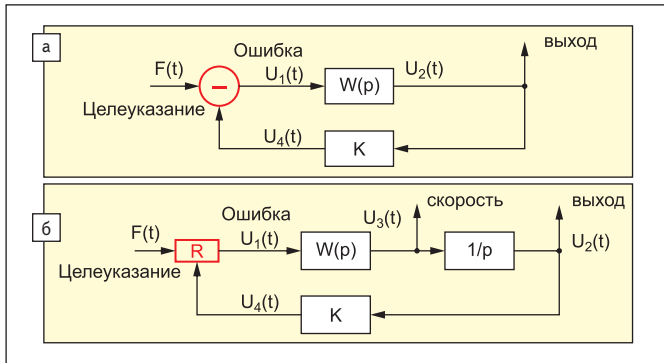


Рис. 2. Две структуры следящих систем: а) традиционная структура содержит разностное звено (отмечено красным цветом); б) предложенная структура со статистическим звеном регрессионного анализа текущих амплитуд для каждой из фазных обмоток СКВТ (отмечено красным цветом)

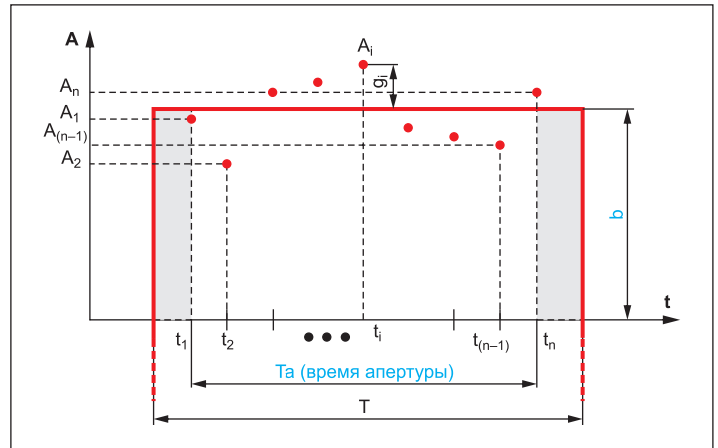


Рис. 3. Постановка задачи

моугольной формы создают достаточно длительную апертуру времени, чтобы свободно считывать текущие значения их напряжений в АЦП без предварительного промежуточного сохранения в устройстве выборки-хранения (УВХ).

Указанные особенности и относительная простота схемотехнических решений способствуют применению преобразователя угла такого типа совместно с микроконтроллером (например, AVR ATmega-328) в системе, работающей в реальном времени.

Дальнейший опыт практического использования позволил автору изложить в данной статье способ повышения точности измерений, построив структуру преобразователя для каждой из фазных обмоток СКВТ в виде следящей системы и дополнив алгоритм его работы соответствующими математическими моделями ЭДС.

Методы учета стационарных случайных флуктуаций в следящих системах впервые рассмотрены и в дальнейшем развиты, например, в следующих работах [3, 4]. В них также представлены способы парирования внешних воздействий на следящую систему, проявляющихся в виде стационарных случайных дискретных процессов с известным математическим ожиданием и корреляционной функцией.

Статистическое звено в следящей системе вместо традиционного разностного звена

Для того чтобы учесть случайные флуктуации, разностное звено, традиционно используемое во всех без исключения структурах следящих систем, предложено заменить более «интеллектуальным» статистическим звеном, выполняющим математическую регрессионную обработку предшествующих значений ошибок, возникших на протяжении процесса управления в масштабе реального времени. На рис. 2 для сравнения показаны две структуры следящих систем. $F(t)$ — входное воздействие (целеуказание); $U_1(t)$ — сиг-

нал ошибки управления; $U_2(t)$ — выходной сигнал управления; $U_3(t)$ — скорость изменения выходного сигнала; $U_4(t)$ — сигнал канала обратной связи; $W(p)$ — передаточная функция прямого канала; K — передаточная функция канала обратной связи; R — статистическое звено (заменяет разностное звено на рис. 2а).

Традиционное разностное звено, формируя ошибку управления $U_1(t)$, всего лишь выполняет элементарную операцию алгебраического вычитания из значения целеуказания $F(t)$ значения сигнала обратной связи $U_4(t)$, пропорционального сигналу, реально полученному от датчика. Далее эта ошибка вводится в звено с функцией передачи $W(p)$, формирующее выходной сигнал $U_2(t)$. При этом анализ динамики следящих систем выполняется без учета случайных вариаций ошибки управления.

Но на практике и сигнал датчика для исполняющего устройства имеют случайные (не методические!) флуктуации, связанные с реальными условиями эксплуатации. В структурной схеме невозможно придумать такое звено со сколь-нибудь детерминированной функцией передачи, чтобы заранее, в тестовом режиме верифицировать динамику этих флуктуаций: они неминуемо приводят к ухудшению точности и воспроизводимости результатов работы следящей системы. Эффективным, а часто и единственным «средством борьбы» в таких случаях является введение фильтра Кальмана в структуру следящей системы.

Постановка задачи

Справедливости ради аксиоматически примем, что абсолютные величины случайных возмущений достаточно малы, чтобы можно было считать следящую систему линейной и устойчивой. Этому же должны способствовать все выбранные передаточные функции звеньев структуры предлагаемой следящей системы (рис. 2б).

Пусть на рис. 3 в интервале времени апертуры T_a (интервал времени, специально введенный для проведения достоверных измерений) имеется n событий, то есть набор реальных значений A_i , полученных многократным измерением сигнала одной из фазных обмоток (рис. 1, например, $\sin(\varphi)$) СКВТ.

Поскольку выражения типа $g_i = A_i - b$ определяют текущие отклонения событий A_i от b их математической модели ЭДС фазной обмотки (например, $\sin(\varphi)$) СКВТ, требуется «подобрать» такую величину b , чтобы все измерения одновременно и максимально «плотно» прилегли к плато ЭДС на интервале времени апертуры.

На рис. 3 A_i — события, многократные измерения сигнала фазной обмотки (например, $\sin(\varphi)$) СКВТ; b — событие, текущее значение математической модели ЭДС фазной обмотки (например, $\sin(\varphi)$) СКВТ.

Математические модели ЭДС при физическом воздействии пилообразного магнитного потока в магнитопроводе СКВТ на фазные обмотки представляют собой, как было сказано выше, сигналы прямоугольной формы, амплитуда которых пропорциональна $\sin(\varphi)$ и $\cos(\varphi)$ соответствующих обмоток. Чтобы в следящей системе сопоставить и реальные измеренные амплитуды сигналов в каждой фазной обмотке СКВТ, и их математические модели ЭДС (рис. 3), зададим знаменательную целевую функцию (ЦФ) ошибки:

$$ЦФ(A_i, b) = \sum_{i=1}^N g_i^2 = \sum_{i=1}^N (A_i - b)^2. \quad (1)$$

Теперь для построения математической регрессионной b -модели ЭДС потребуется минимизировать функцию $ЦФ(A_i, b)$ (для каждой из фазных обмоток СКВТ она имеет свой набор значений A_i и отличается параметром b), задав нулевое значение частной производной по параметру b .

Тогда:

$$\frac{\partial}{\partial b} ЦФ(N, b) = 2 \times \sum_{i=1}^N (A_i - b) \times (-1) \equiv 0. \quad (2)$$

Решив (2) относительно b , получим простую математическую модель ЭДС для каждой из фазных обмоток в виде:

$$b = \left(\sum_{i=1}^N A_i \right) / N. \quad (3)$$

Структура следящей системы преобразователя угла

Структура следящих систем для каждой фазной обмотки СКВТ соответствует рис. 26, имеет статистическое звено R (вместо разностного, рис. 2а) и дополнительно введенное звено интегратора для формирования в структуре первой производной выходного сигнала по времени. Здесь:

$$W(p) = k_1 / (1 + p \times T_1). \quad (4)$$

Запишем систему уравнений, описывающих структуру (рис. 26):

$$\begin{cases} U_1(p) \leftarrow F(p), U_4(p) \\ U_3(p) = W(p) \times U_1(p) \\ U_2(p) = k_2 / p \times U_3(p) \\ U_4(p) = k_3 \times U_2(p) \end{cases} \quad (5)$$

Из первого уравнения системы (5) следует:

$$U_1(p) = U_4 - b, \quad (6)$$

где b определяется из (3) рекурсивно.

Из второго уравнения системы (5) следует:

$$U_3(p) = \frac{k_1}{1 + T_1 \times p} \times U_1(p),$$

применив к нему E -преобразование [2], получим:

$$U_3(t) = \frac{k_1}{1 + T_1 \times \frac{1-E}{\Delta t}} \times U_1(t)$$

или

$$U_3(t) = \frac{\Delta t \times k_1}{\Delta t + T_1} \times U_1(t) + \frac{T_1}{\Delta t + T_1} \times U_3(t) \times E. \quad (7)$$

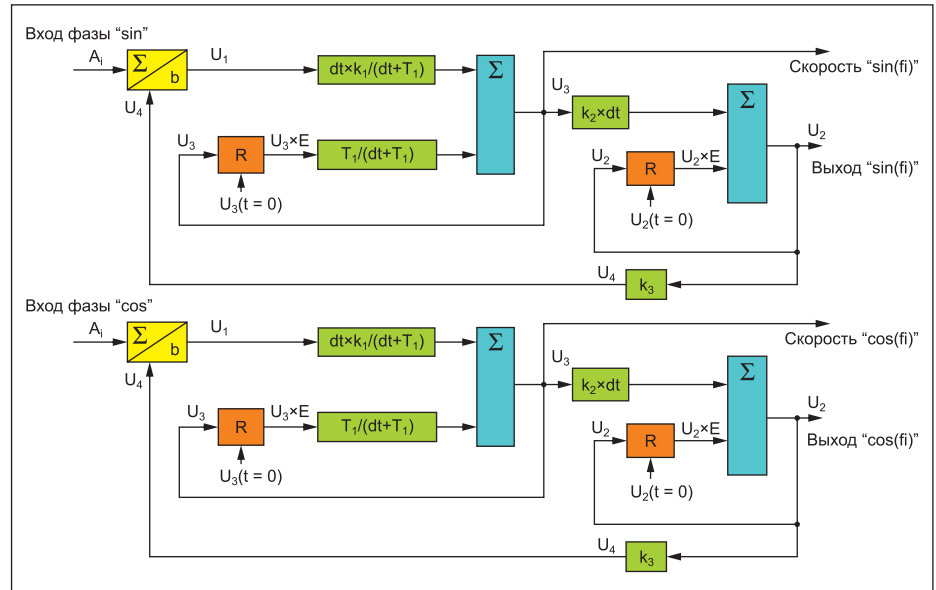


Рис. 4. Разностный последовательный алгоритм следящей системы преобразователя угла (для обеих фазных обмоток)

Применение E -преобразования [2] к третьему уравнению системы (5) дает:

$$U_2(p) = \frac{k_2 \times \Delta t}{1 - E} \times U_3(p)$$

или

$$U_2(t) = k_2 \times \Delta t \times U_3(t) + U_2(t) \times E. \quad (8)$$

Четвертое уравнение системы (5) примет вид:

$$U_4(t) = k_3 \times U_2(t). \quad (9)$$

Теперь по уравнениям (6–9) можно построить разностный последовательный алгоритм следящей системы для каждой фазной обмотки преобразователя угла.

Заключение

Указанные способы усовершенствования позволили:

- придать преобразователю свойство мультифункциональности;

- увеличить точность измерений благодаря построению преобразователя в виде структуры следящей системы;
- повысить достоверность результатов за счет парирования статистических флуктуаций, возникающих из-за влияния неучтенных внешних факторов (рис. 4).

Литература

1. Сафронов В. Теория и практика применения датчиков угла поворота на основе СКВТ // Компоненты и технологии. 2014. № 4.
2. Сафронов В. В. Синтез разностных алгоритмов управления цифровыми следящими электроприводами мобильных роботов E-операторным методом / Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2015. Том 15. № 2.
3. Смирнов Ю. С. Электромехатронные преобразователи / Под ред. А. Л. Шестакова. Челябинск, Издат. центр ЮУрГУ, 2013.
4. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. М.: Энергоатомиздат, 1987.