

А. Ю. Доросинский, В. И. Чернецов

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ СЕЛЕКТОРА ОКТАНТОВ АЦП СИГНАЛОВ СИНУСНО-КОСИНУСНОГО ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ТРАНСФОРМАТОРА*

Аннотация. Проведено исследование погрешностей селектора октантов, входящего в структуру АЦП сигналов синусно-косинусного вращающегося трансформатора. Изложены основные принципы и особенности работы селектора октантов. Получены и представлены аналитические зависимости погрешностей. Даны рекомендации по использованию данных зависимостей при метрологическом обеспечении производства. Предложен способ повышения точности работы селектора октантов.

Ключевые слова: погрешность, селектор октантов, АЦП, синусно-косинусный вращающийся трансформатор, фазовый сдвиг.

Abstract. This article is devoted research to errors of the octants selector which be in structure of the ADC of signals of the resolver (RDC). In article outlines the main principles and features of work of the octants selector. Analytical dependences of errors are received and presented. The recommendations on the use of the given dependences in the sphere of metrological support of production are made. The way of increase of accuracy of work of the octants selector at the expense of reduction of influence of phase shifts of a signal of the resolver by a variation of time of a delay which is used for formation of result of convertation is offered.

Keywords: error, selector oktants, RDC, resolver, phase shift.

Введение

Аналого-цифровые преобразователи сигналов синусно-косинусного вращающегося трансформатора (АЦП ВТ) применяются в качестве вторичных преобразователей угла в системах «угол – параметр – код» и являются сложными электронными устройствами, преобразующими выходное напряжение (функционально зависимое от углового положения ротора) синусно-косинусного вращающегося трансформатора (СКВТ) в кодовый эквивалент.

Из всего многообразия различных структур и физических способов построения АЦП ВТ [1] наиболее популярной в настоящее время является комбинированная структура амплитудного преобразователя на основе следящей системы и системы непосредственного кодирования, обеспечивающая наибольшую разрядность и точность преобразования для данного класса устройств. Принцип действия подобного преобразователя подробно описан в [2].

Совершенствование производства подобных устройств в плане улучшения технических характеристик невозможно без проведения всестороннего метрологического анализа, задачей которого является выявление различных факторов, прямо или косвенно влияющих на точность, а также определение степени и характера их влияния. Полученные результаты находят примене-

* Статья подготовлена в рамках реализации проекта «Исследование и разработка высоковольтных высокочастотных вакуумных конденсаторов постоянной и переменной емкости нового поколения с высокой температурной стабильностью» ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России (2009–2013)», гос. контракт № П 1012 от 27 мая.

ние как в области разработки структурных и алгоритмических методов повышения точности АЦП ВТ, так и в области совершенствования методической контрольно-измерительной базы, обеспечивающей производство.

Анализ литературы по данному направлению [1, 3–5] показал наличие серьезных пробелов в метрологическом анализе АЦП ВТ, восполнение которых необходимо для более глубокого понимания характера и степени влияния различных факторов на функционирование устройства. Это и послужило основанием для написания данной статьи.

1. Описание принципа работы селектора октантов

Как уже было сказано, комбинированную структуру амплитудного АЦП ВТ можно разделить на следящую систему и систему непосредственного кодирования угла (рис. 1).

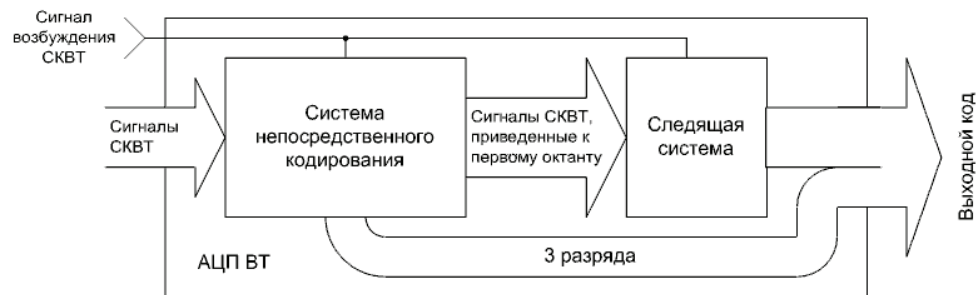


Рис. 1. Структура АЦП ВТ

Следящая система формирует цифровой эквивалент угла в пределах от 0 до 45° и в самых лучших одноотсчетных АЦВ ВТ может иметь до 13 разрядов выходного двоичного кода. Ее частичный метрологический анализ был изложен в [5]. Система непосредственного кодирования в свою очередь формирует три разряда двоичного кода угла в пределах от 45 до 360° и приводит сигналы СКВТ к первому октанту для последующего их преобразования следящей системой.

Функциональное преобразование в системе непосредственного кодирования осуществляет селектор октантов (СО), результаты исследования параметров которого, изложенные в данной статье, могут быть полезны при повышении точности и усовершенствовании методов контроля точностных параметров АЦП ВТ.

На рис. 2 представлена обобщенная функциональная схема СО, применяемая практически во всех современных АЦП ВТ. Схема состоит из аналоговой и цифровой частей, причем аналоговая часть образуется компараторами и инверторами сигнала, а цифровая – регистром и элементами «исключающего ИЛИ».

Устройство работает следующим образом. Выходные сигналы СКВТ, подчиняющиеся зависимости

$$\begin{cases} U_1 = U_0 \sin \theta, \\ U_2 = U_0 \cos \theta, \end{cases}$$

подаются на вход СО, куда одновременно подается и сигнал возбуждения СКВТ $U_0 = A \sin \omega t$, из которого с помощью компаратора К1 и схемы задержки τ формируется сигнал записи для регистра RG . Запись информации в регистр осуществляется фронтом импульсов напряжения возбуждения U_0 , смещенных схемой задержки в область малой крутизны положительной полуволны. Компараторы К3 и К4 формируют выходные сигналы, равные нулю при совпадении фаз напряжений U_1 и U_2 с фазой напряжения возбуждения U_0 и равные единице при их несовпадении. Выходные сигналы этих компараторов поступают на входы $D2$ и $D3$ регистра и запоминаются в нем по сигналу записи схемы задержки, поступающему на вход C регистра RG . Сигналы с выходов $h2$ и $h3$ регистра управляют ключами Кл1 и Кл2, которые замкнуты при наличии на выходах логической единицы и разомкнуты в противоположном случае. Данные ключи задают режимы работы операционных усилителей ОУ1 и ОУ2, выполняющих функции либо инвертора, либо повторителя сигнала. Таким образом, напряжения, сравниваемые компаратором К2, всегда совпадают по фазе. Выходной сигнал компаратора К2 поступает на вход $D1$ регистра RG .

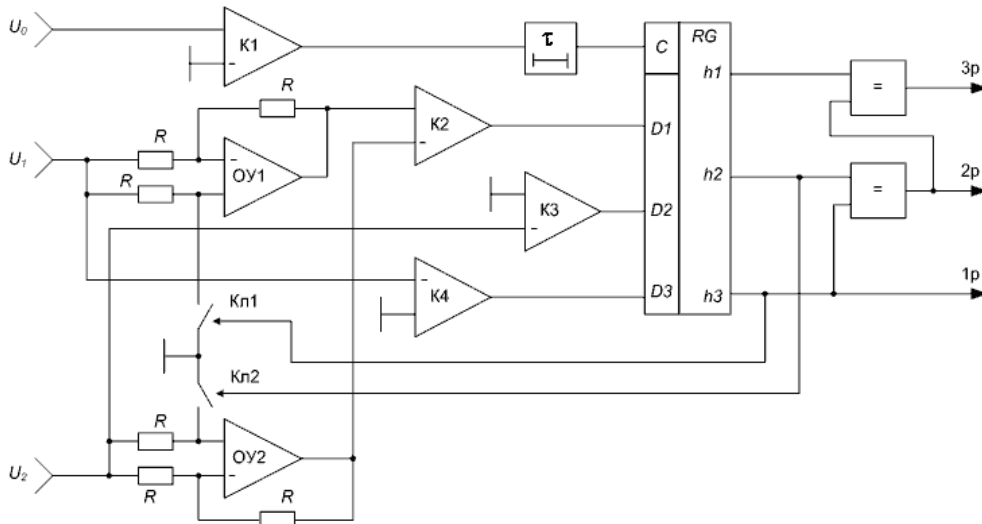


Рис. 2. Функциональная схема селектора октантов

Выходные сигналы регистра поступают на элементы «исключающее или», соединенные таким образом, что выходной код схемы СО формируется согласно формуле

$$N = \sum_{i=1}^3 (2^{3-i} p_i) = \sum_{i=1}^3 \left(2^{3-i} \bigoplus_{j=1}^i h_j \right),$$

где \bigoplus – знак логической операции «исключающее или», а выходные функции регистра согласно принципу функционирования определяются следующим образом:

$$h1 = \begin{cases} 1, & |U1| \geq |U2|, \\ 0, & |U1| < |U2|, \end{cases} \quad h2 = \begin{cases} 1, & U2 < 0, \\ 0, & U2 \geq 0, \end{cases} \quad h3 = \begin{cases} 1, & U1 < 0, \\ 0, & U1 \geq 0. \end{cases}$$

Данная система справедлива для идеального случая функционирования, т.е. при отсутствии погрешностей, прямо или косвенно влияющих на точность преобразования,

$$\begin{cases} h1 = 1(|U1| - |U2|), \\ h2 = 1(0 - U2), \\ h3 = 1(0 - U1). \end{cases} \quad (1)$$

Данные функции являются единичными функциями Лапласа [6], поэтому систему выходных сигналов регистра можно выразить в более компактной форме.

2. Исследование погрешностей селектора октантов

Проведенные исследования в данной области [5] показали, что неточность преобразования может быть вызвана как погрешностями элементов, входящих в состав СО, так и наличием погрешностей первичного датчика (СКВТ).

В составе СО источниками погрешности выступают:

- аналоговые компараторы;
- операционные усилители (ОУ);
- резисторы, задающие режимы работы схем на ОУ;
- схема задержки при формировании выходного сигнала.

Погрешностями схемы задержки как величинами пренебрежимо малы можно пренебречь. Также можно пренебречь и погрешностями резисторов, входящих в состав схем на ОУ. Это объясняется тем, что схемы на ОУ, входящие в состав СО, играют роль фазоинверторов, функцию преобразования которых можно описать следующим выражением:

$$U_y(\lambda) = (-1)^\lambda [U_x(1 + \delta R \cdot \lambda) + \Delta_y],$$

где λ – переключательная функция, имеющая область значений $[0, 1]$ в зависимости от режима работы; Δ_y – суммарная аддитивная составляющая погрешности, вызванная наличием напряжения смещения, существованием ненулевой разности входных токов и т.п.; δR – суммарная погрешность, вызванная наличием отклонений сопротивлений резисторов от номинала.

Согласно (1) при формировании функций $h2$ и $h3$ амплитуды входных напряжений равны нулю, а значит, погрешность δR , носящая мультипликативный характер, не влияет на результат. При формировании $h1$ обеспечивается условие равенства сигналов, что также позволяет компенсировать существенное влияние погрешности δR на результат.

Таким образом, основными источниками погрешности являются аддитивная погрешность схемы фазоинвертора на ОУ и порог нечувствительности и смещение компараторов. Поскольку погрешности этих устройств носят аддитивный характер и одинаково влияют на результат, предлагается рассматривать их суммарный вклад как общую погрешность порога срабатывания Δ_k .

Следует отметить, что это практически единственный значимый источник погрешности в данной реализации СО.

Помимо элементов схемы СО, источником погрешности относительно преобразования углового перемещения в код выступает и СКВТ, для которо-

го система выходных напряжений с учетом паразитных воздействующих факторов имеет вид

$$\begin{cases} U_1 = [A + \Delta A_s] \sin(\omega t + \varphi_s) \sin \theta, \\ U_2 = [A + \Delta A_c] \sin(\omega t + \varphi_c) \cos \theta, \end{cases} \quad (2)$$

где ΔA_s и ΔA_c – амплитудные составляющие погрешности; φ_s , φ_c – фазовые составляющие погрешности.

Амплитудные погрешности вызваны неточностью коэффициентов передачи по синусному и косинусному каналам, а фазовые – наличием фазового сдвига выходных напряжений относительно входного опорного напряжения U_0 .

Для корректной оценки параметров при выборе первичного датчика для систем «угол – параметр – код», а также при проектировании АЦП ВТ необходимо выяснить, как те или иные из них влияют на точность преобразования.

Анализируя структуру СО, можно заключить, что погрешности СКВТ и элементов СО будут оказывать влияние на выходную величину только вблизи тех значений угла, которые являются граничными относительно смены выходного кода. Этими значениями в пределах от 0 до 360° являются значения, кратные 45°, при которых происходит изменение одной из единичных функций h_i , где $i \in \overline{1..3}$. Для остальных значений угла величина погрешности равна нулю. Поэтому необходимо оценить погрешности каждой выходной функции регистра RG , приведенные ко входу.

Оценим погрешность канала формирования h_3 , которая оказывает влияние при входных значениях угла $\theta = 0^\circ$ (или 180°). На основании (1) и (2)

$$[A + \Delta A_s] \sin \psi \sin(\omega t + \varphi_s) = \Delta_{к4},$$

где ψ – значение угла, при котором данное равенство справедливо; $\Delta_{к4}$ – суммарная погрешность компаратора и фазоинвертора.

Осуществляя замену $\psi = \theta + \Delta\theta$ и подставляя в формулу значение угла, равное нулю, имеем

$$[A + \Delta A_s] \sin(\Delta\theta) \sin(\omega t + \varphi_s) = \Delta_{к4}. \quad (3)$$

Разлагая $\sin(\omega t + \varphi_s)$ в ряд Тейлора [7] и ограничиваясь первыми тремя его членами, получим

$$\sin(\omega t + \varphi_s) \cong \sin(\omega t) + \varphi_s \cos(\omega t) - \frac{\varphi_s^2}{2} \sin(\omega t). \quad (4)$$

В данном выражении $\omega t = \tau$, которое, в свою очередь, соответствует значению $\pi/2$ (область наименьшей крутизны положительной полуволны синуса), когда происходит запись в регистр RG . В этом случае выражение (4) можно представить следующим образом:

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_s\right) \approx 1 - \frac{\varphi_s^2}{2}. \quad (5)$$

Основываясь на том, что для малых значений угла справедливо $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$, и решая уравнение (3) относительно $\Delta\theta$ с учетом (4) и (5), получим аналитическую формулу для погрешности:

$$\Delta\theta_{h3} = \frac{2\Delta_{к4}}{[A + \Delta A_s](2 - \varphi_s^2)} \approx \frac{\Delta_{к4}}{A}, \quad (6)$$

где $\Delta\theta_{h3} = \Delta\theta$ при значении угла θ , равном 0 или 180° , что соответствует срабатыванию функции $h3$.

Анализируя полученное выражение, можно утверждать, что угловая погрешность обусловлена в основном отклонением срабатывания функции $h3$, прямо ей пропорциональна и зависит лишь от погрешности компаратора К4 и фазоинвертора $\Delta_{к4}$.

Погрешность канала формирования $h2$, оказывающую влияние при входных значениях угла $\theta = 90^\circ$ (или 270°), получим на основе следующих рассуждений. На основании (1) и (2) имеем

$$[A + \Delta A_c] \sin \psi \sin(\omega t + \varphi_c) = \Delta_{к3}, \text{ где } \psi = \pi/2 + \Delta\theta. \quad (7)$$

Для $\sin(\omega t + \varphi_c)$ результат разложения в ряд аналогичен выражению (5):

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_c\right) \approx 1 - \frac{\varphi_c^2}{2}. \quad (8)$$

Так как $\cos\left(\frac{\pi}{2} + \Delta\theta\right) = -\sin(\Delta\theta)$, $\Delta\theta$ мало, то

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} + \Delta\theta\right) \approx -\Delta\theta. \quad (9)$$

Решая уравнение (7) относительно $\Delta\theta$ и пользуясь соотношениями (8) и (9), получим

$$\Delta\theta_{h2} = \frac{2\Delta_{к3}}{[A + \Delta A_c](2 - \varphi_c^2)} \approx \frac{\Delta_{к3}}{A}, \quad (10)$$

где $\Delta\theta_{h2} = \Delta\theta$ при значении угла θ , равном 90 или 270° , что соответствует срабатыванию функции $h2$.

Здесь угловая погрешность функции $h2$, как и для $h3$, также зависит в основном от порога срабатывания компаратора К3 и аддитивной составляющей погрешности фазоинвертора.

Из проведенного анализа видно, что влиянием как фазовых, так и амплитудных погрешностей СКВТ можно пренебречь в силу их незначительного вклада, что определяется уже непосредственно структурой построения СО.

Несколько иначе дело обстоит с каналом формирования функции $h1$. Оценим его погрешность, оказывающую влияние при входных значениях угла $\theta \in \overline{45, 135, 225, 315}^\circ$. Тогда согласно выражениям (1) и (2) справедливо тождество

$$[A + \Delta A_s] \sin \psi \sin(\omega t + \varphi_s) = [A + \Delta A_c] \cos \psi \sin(\omega t + \varphi_c) - \Delta_{к2}. \quad (11)$$

Далее, разлагая в ряд Тейлора гармонические функции при условии $\psi = \pi/4 + \Delta\theta$, будем иметь

$$\begin{cases} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \Delta\theta\right) \cong \frac{(1 + \Delta\theta)}{\sqrt{2}}, \\ \cos\left(\frac{\pi}{4} + \Delta\theta\right) \cong \frac{(1 - \Delta\theta)}{\sqrt{2}}. \end{cases} \quad (12)$$

На основании выражения (12) и соотношений (5) и (8) тождество (11) можно представить в следующем виде:

$$[A + \Delta A_s] \frac{(1 + \Delta\theta)}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{\varphi_s^2}{2}\right) = [A + \Delta A_c] \frac{(1 - \Delta\theta)}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{\varphi_c^2}{2}\right) + \Delta_{к2}.$$

Преобразуя данное выражение относительно $\Delta\theta$ и упрощая его, т.е. исключая величины, влияние которых на результат несущественно, получим приближенное выражение для погрешности, вызванной неточностью функции $h1$:

$$\Delta\theta_{h1} \approx \frac{\varphi_s^2 - \varphi_c^2}{4} + \frac{\Delta_{к2}}{A\sqrt{2}} + \frac{\Delta A_c - \Delta A_s}{2A}, \quad (13)$$

где $\Delta\theta_{h1} = \Delta\theta$ при значении угла $\theta \in \overline{45, 135, 225, 315}^\circ$, что соответствует срабатыванию функции $h1$.

Из (6), (10) и (13) видно, что погрешности $\Delta\theta_{h1}$, $\Delta\theta_{h2}$ и $\Delta\theta_{h3}$ сосредоточены вблизи значений угла, при котором происходит изменение логического состояния функции h .

Общий вид погрешностей и характер их изменения по диапазону одинаков (рис. 3), различны лишь их величины.

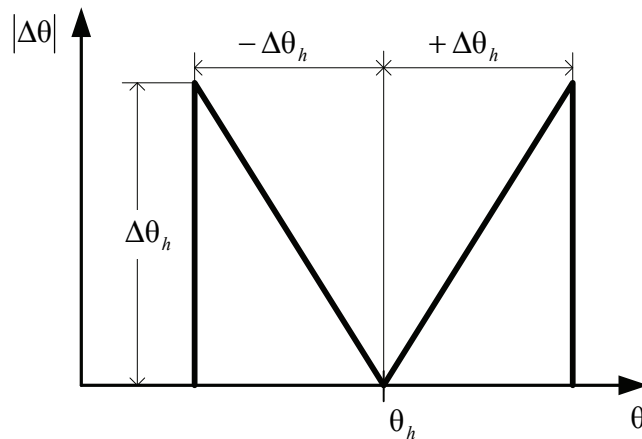


Рис. 3. Вид распределения погрешности в области заданного углового значения

Как видно из формулы (13), точность воспроизведения функции $h1$, а значит и точность воспроизведения зависимости для СО при определенных значениях угла, определяется не только «неидеальностью» устройств, входящих в состав СО, но и величиной паразитных параметров СКВТ.

3. Рекомендации по метрологическому обеспечению производства АЦП ВТ

Зная величины точностных параметров, являющихся паспортными данными для каждого СКВТ, можно с достаточной степенью точности оценить максимальную погрешность СО, поскольку абсолютные величины фазового сдвига и отклонение значений коэффициентов трансформации от номинальных для самых лучших в плане точности из существующих образцов СКВТ [8] несоизмеримо больше, чем погрешность порога срабатывания компаратора К2, т.е. справедливо соотношение

$$\frac{\varphi_s^2 - \varphi_c^2}{4} + \frac{\Delta A_c - \Delta A_s}{2A} \gg \frac{\Delta_{к2}}{A\sqrt{2}}.$$

Поэтому для расчета погрешности системы непосредственного кодирования АЦП ВТ в составе системы «угол – параметр – код» можно не учитывать второе слагаемое в выражении (13) как несущественное.

Тем не менее при проведении работ по повышению точности функционирования АЦП ВТ, а также при испытаниях, когда на вход подается образцовое воздействие, имитирующее сигналы СКВТ с высокой точностью, второе слагаемое, напротив, приобретает смысл, поскольку именно оно будет определять инструментальную составляющую погрешности СО.

Также следует отметить, что иногда при расчетах в выражении (13) целесообразно пользоваться относительными величинами отклонения коэффициентов трансформации от номинального значения, поскольку зачастую именно они и указываются в качестве паспортных данных для СКВТ. Связь между абсолютными и относительными величинами имеет вид

$$\frac{\Delta A_c - \Delta A_s}{2A} = \frac{\delta A_c - \delta A_s}{2},$$

где δA_s и δA_c – относительные величины отклонений коэффициентов трансформации.

Помимо оценки инструментальной составляющей погрешности СО, выражение (13) играет важную роль при предъявлении требований к первичному датчику (СКВТ), а также повышению точности АЦП ВТ в целом, поскольку оно отражает характер и степень влияния параметров СКВТ на точность. Например, из анализа первого слагаемого видно, что его минимизация обеспечивается выполнением следующего требования к фазовым сдвигам СКВТ по обоим каналам:

$$\varphi_s - \varphi_c \rightarrow \min.$$

Другими словами, снижение влияния фазовых сдвигов по синусному и косинусному каналам СКВТ на точность СО, а значит и АЦП ВТ в целом, достигается путем минимизации разности модулей фазовых сдвигов, т.е. их знаки не влияют на результат. Кроме того, практическая ценность полученных зависимостей обусловлена возможностью нормирования входных сигналов АЦП ВТ, а именно предъявления к ним требований, определяющих значения их предельно допустимых параметров.

Использование зависимости (13) для построения структурно-алгоритмических методов повышения точности АЦП ВТ может существенно снизить требования к параметрам сигналов СКВТ, в частности к величинам фазовых сдвигов выходных сигналов СКВТ, поскольку для реальных устройств их значения достаточно велики, т.е. выполняется условие

$$\frac{\varphi_s^2 - \varphi_c^2}{4} \gg \frac{\Delta A_c - \Delta A_s}{2A} + \frac{\Delta_{к2}}{A\sqrt{2}}.$$

Существенно снизить требования, предъявляемые к фазовым сдвигам выходных сигналов СКВТ, можно, например, путем изменения времени задержки τ , по истечении которого формируется сигнал записи в регистр RG результата преобразования, на основании выражения

$$\tau = \frac{\pi - (\varphi_s + \varphi_c)}{2\omega}.$$

Идея данного подхода заключается в априорной оценке значения времени по известным значениям фазовых сдвигов, при которых имеет место равенство напряжений синусного и косинусного каналов.

Заключение

Таким образом, полученные выражения для погрешности СО могут быть полезны при проектировании подобных устройств, а также использованы для метрологического обеспечения их производства.

Кроме того, на основании выражений, полученных в рамках данной статьи, установлена закономерность, по которой коррекция времени задержки τ позволяет добиться существенного снижения требований к фазовым сдвигам и вместе с тем повышения точности преобразования угла. Такой эффект обеспечивается за счет того, что запись в регистр RG результата преобразования будет происходить в момент истинного равенства двух напряжений, когда на результат преобразования наличие фазовых сдвигов не будет оказывать существенного влияния.

Список литературы

1. **Домрачев, В. Г.** Схемотехника цифровых преобразователей перемещений : справочное пособие / В. Г. Домрачев, В. Р. Матвеевский, Ю. С. Смирнов. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 392 с.
2. **Доросинский, А. Ю.** Микросхемы аналого-цифровых преобразователей напряжений синусно-косинусного вращающегося трансформатора / А. Ю. Доросинский, В. Г. Недорезов // Мир измерений. – 2007. – № 4.
3. **Домрачев, В. Г.** Цифровые преобразователи угла: Принципы построения, теория точности, методы контроля / В. Г. Домрачев, Б. С. Мейко. – М. : Энергоатомиздат, 1989. – 328 с.
4. **Вульвет, Дж.** Датчики в цифровых системах : пер. с англ. / под ред. А. С. Яроменка. – М. : Энергоатомиздат, 1981. – 200 с.
5. **Доросинский, А. Ю.** Проблемы метрологического обеспечения при производстве АЦП сигналов вращающегося трансформатора / А. Ю. Доросинский // Метрологическое обеспечение измерительных систем : сб. докладов Междунар. науч.-технич. конф. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2005. – С. 263–269.

6. **Баскаков, С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. – М. : Высшая школа, 1983. – 31 с.
7. **Выгодский, М. Я.** Справочник по высшей математике / М. Я. Выгодский. – М. : Наука, 1977. – 872 с.
8. **Хрущев, В. В.** Электрические микромашины автоматических устройств : учеб. пособие для вузов / В. В. Хрущев. – Л. : Энергия, 1976. – 384 с.

Доросинский Антон Юрьевич

начальник лаборатории,
Научно-исследовательский институт
электромеханических приборов
(г. Пенза)

E-mail: dorosinsky@sura.ru

Dorosinsky Anton Yurievich

Head of laboratory, Research institute
of electromechanical devices (Penza)

Чернецов Владимир Иванович

доктор технических наук, профессор,
заместитель директора Пензенского
филиала Российского государственного
университета инновационных
технологий и предпринимательства

E-mail: rgy@penza.net

Chernetsov Vladimir Ivanovich

Doctor of engineering sciences, professor,
deputy director of Penza branch
of Russian State University of innovative
technologies and entrepreneurship

УДК 681.325.3

Доросинский, А. Ю.

Исследование погрешности селектора октантов АЦП сигналов синусно-косинусного вращающегося трансформатора / А. Ю. Доросинский, В. И. Чернецов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2010. – № 4 (16). – С. 123–132.