

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

INFORMATION-MEASURING AND CONTROL SYSTEMS

УДК 621.3.087.92

doi: 10.21685/2307-5538-2024-3-1

МЕТОДЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК $\Sigma\Delta$ -АЦП

А. Г. Дмитриенко¹, К. Ю. Пискаев², К. В. Гудков³, М. В. Тюрин⁴

^{1,4} Научно-исследовательский институт физических измерений, Пенза, Россия

^{2,3} Пензенский государственный технологический университет, Пенза, Россия

¹ info@niifi.ru, ² piskaevk@gmail.com, ³ gudkovk.pgta@gmail.com, ⁴ penza045@niifi.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Аналого-цифровой/цифроаналоговый преобразователи (АЦП/ЦАП) являются одним из основных элементов современных технических систем и в общем случае большинства цифровых устройств, взаимодействующих с окружающей средой. Российская радиоэлектронная промышленность в настоящее время не может в полном объеме удовлетворить существующие требования ни по номенклатуре выпускаемых изделий, ни по метрологическим и технико-эксплуатационным свойствам преобразователей данных. *Материалы и методы.* В области АЦП интегрирующего типа высокие метрологические характеристики передовых микросхем сигма-дельта АЦП зачастую достигаются реализацией сложных схмотехнических решений, обеспечивающих минимизацию методической и инструментальной погрешностей преобразования. *Результаты и выводы.* Рассматриваются методы совершенствования сигма-дельта АЦП алгоритмическим путем. В частности, показаны алгоритмы формирования развертывающей функции для сигма-дельта модуляторов на основе непрерывных интеграторов, обеспечивающие повышение коэффициента передискретизации и уменьшение глубины модуляции среднего значения напряжения на выходе интегрирующего звена.

Ключевые слова: сигма-дельта АЦП, моделирование сигма-дельта АЦП, методы совершенствования характеристик сигма-дельта АЦП, элементы информационно-измерительных систем, погрешность преобразования АЦП

Для цитирования: Дмитриенко А. Г., Пискаев К. Ю., Гудков К. В., Тюрин М. В. Методы совершенствования метрологических характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2024. № 3. С. 5–16. doi: 10.21685/2307-5538-2024-3-1

METHODS FOR IMPROVING METROLOGICAL PARAMETERS OF $\Sigma\Delta$ -ADC

A.G. Dmitrienko¹, K.Yu. Piskaev², K.V. Gudkov³, M.V. Tyurin⁴

^{1,4} Scientific-research Institute of Physical Measurements, Penza, Russia

^{2,3} Penza State Technological University, Penza, Russia

¹ info@niifi.ru, ² piskaevk@gmail.com, ³ gudkovk.pgta@gmail.com, ⁴ penza045@niifi.ru

Abstract. *Background.* ADC / DAC are one of the main elements of modern technical systems and, in general, most digital devices that interact with the environment. The Russian radio-electronic industry today cannot fully satisfy the existing requirements either in terms of the range of manufactured products, or in terms of the metrological and technical-operational properties of data converters. *Materials and methods.* In the field of integrating type ADCs, high metrological characteristics of advanced sigma-delta ADC microcircuits are often achieved by the implementation of complex circuit

solutions that ensure the minimization of methodological and instrumental conversion errors. *Results and conclusions.* The paper considers methods for improving the sigma-delta ADC in an algorithmic way. In particular, algorithms for generating a sweeping function for sigma-delta modulators based on continuous integrators are shown, which provide an increase in the oversampling factor and a decrease in the depth of modulation of the average voltage value at the output of the integrator.

Keywords: sigma-delta ADC, sigma-delta ADC modeling, methods for improving the characteristics of sigma-delta ADC, elements of information-measuring systems, ADC conversion error

For citation: Dmitrienko A.G., Piskaev K.Yu., Gudkov K.V., Tyurin M.V. Methods for improving metrological parameters of $\Sigma\Delta$ -ADC. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measuring. Monitoring. Management. Control.* 2024;(3):5–16. (In Russ.). doi: 10.21685/2307-5538-2024-3-1

Введение

Развитие отечественной микроэлектроники должно носить комплексный характер. Признавая значимость и приоритет микропроцессоров и микроконтроллеров как основы современных вычислительных устройств, отметим, что для всех информационных систем и цифровых устройств, взаимодействующих с реальным миром, ключевыми элементами также являются аналого-цифровой/цифроаналоговый преобразователи сигналов (АЦП/ЦАП). При этом номенклатура выпускаемых изделий по метрологическим и технико-эксплуатационным характеристикам, возможно, должна быть даже более разнообразной, чем в случае микроконтроллеров, что объясняется многообразием требований и задач со стороны различных предметных областей. Например, мировые лидеры имеют следующие показатели: *Analog Devices* в перечне своей продукции на 2022 г. предлагает 692 микросхемы АЦП; *Texas Instruments* – 993; *Maxim Integrated* – 401 соответственно. Успехи отечественной промышленности в этом направлении на сегодняшний день, к сожалению, весьма скромны.

Методы совершенствования метрологических характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП

Широкий диапазон характеристик выпускаемых микросхем АЦП: от 32 бит *ADS1285* по разрешению и до 10,4 ГГц *ADS12DJ5200-EP* по частоте преобразования, обеспечивается реализацией различных «архитектур», а в общем случае методов и способов преобразования непрерывных сигналов (напряжения/тока) в дискретно-квантованный формат цифровых кодов.

Как отмечают многие авторы, работающие в данной предметной области, интегрирующие преобразователи являются весьма перспективными в рамках задач разработки отечественных средств измерения [1–5]. Это обусловлено простотой конструкции данных устройств – в простейшем исполнении интегрирующий АЦП состоит из входного буферного усилителя, интегратора, устройства сравнения (тактируемого компаратора), коммутируемого источника опорного напряжения (одно- или двухполярного) и набора логических элементов двоично-десятичного счета импульсов для формирования результата преобразования.

Проиллюстрируем возможности такой структуры для варианта реализации метода интегрирующего преобразования в наиболее распространенных сегодня $\Sigma\Delta$ -АЦП с помощью графика, представленного на рис. 1.

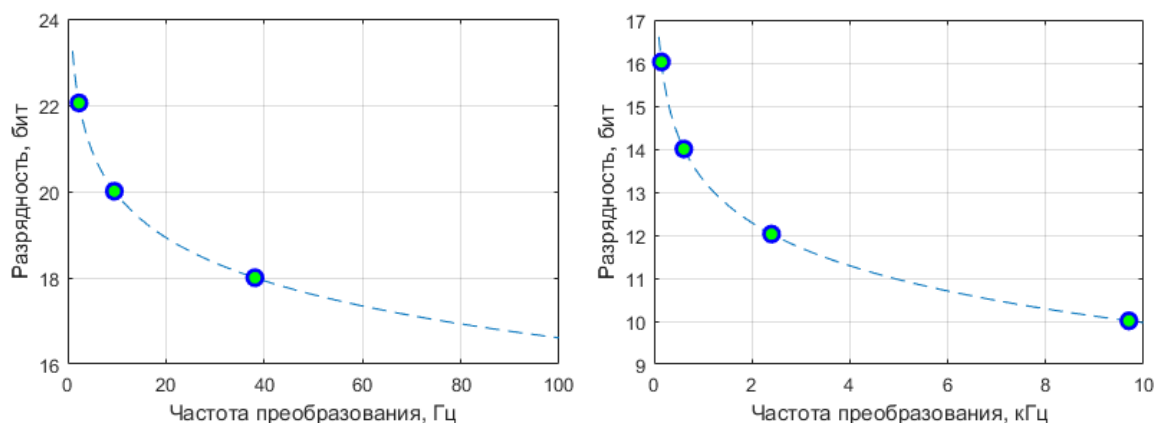


Рис. 1. Графики зависимости разрешающей способности от быстродействия для базовой структуры $\Sigma\Delta$ -АЦП

Разрешающая способность рассчитывалась по известному выражению $\Delta U = 2U_0/N$, где U_0 – значение опорного напряжения, N – длительность интервала преобразования, выраженная в количестве тактов синхронизации модулятора T_0 . Значение U_0 принято равным 10 В, частота синхронизации модулятора равной 10 МГц.

Таким образом, график иллюстрирует параметры АЦП, имеющего входной диапазон от минус 10 до 10 В, для интервала частот преобразования (частоты дискретизации входного сигнала) от 1 Гц до 10 кГц. Точками на графиках выделены значения из фиксированного ряда разрядностей, указываемых в качестве метрологического параметра микросхемы АЦП, при этом график зависимости отражает эффективную, а не номинальную разрядность. Представленная зависимость разделена условно на две области, соответствующие АЦП общего назначения (справа) и прецизионные АЦП (слева). Значение коэффициента передискретизации $\Sigma\Delta$ -АЦП из графика может быть найдено как f_0/f_d , где f_0 – частота синхронизации модулятора (10 МГц); f_d – частота преобразования (дискретизации) АЦП на графике. Очевидно, что такие параметры могут служить решением широкого круга измерительных задач, при этом рассматриваемые АЦП формируют результат преобразования в виде интегрального значения входной величины за интервал преобразования и не имеют пропусков информации [4–6].

Приведенная зависимость не учитывает характеристики элементной базы, т.е. инструментальную составляющую погрешности преобразования, и отражает только теоретические возможности метода интегрирующего преобразования на основе $\Sigma\Delta$ -модуляции в базовой конфигурации. С другой стороны, в данной предметной области известен широкий набор алгоритмических и структурных способов, как для минимизации инструментальной составляющей погрешности, так и существенного улучшения зависимости разрешающей способности от быстродействия.

Синтез интегрирующего преобразователя представляет собой поиск оптимального решения для удовлетворения требуемых метрологических характеристик разрабатываемого устройства в рамках возможностей доступного технологического процесса изготовления, выражающихся через характеристики элементной базы, и выше указанных алгоритмических и структурных способов, как средства достижения данного оптимума. Для отечественных разработчиков, в значительной мере ограниченных на сегодня в доступных средствах технологического характера (номенклатуре и свойствах элементной базы и главное возможности использования устройств высокой степени интеграции), предпочтительными являются алгоритмические методы совершенствования, не требующие существенного структурного усложнения конструкции преобразователя.

В табл. 1 приведен ряд методов улучшения метрологических характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП. Известные методы, перечисленные во втором столбце, являются «основой» современной теории $\Sigma\Delta$ -преобразователей и применяются в большинстве современных интегральных микросхем, реализующих данную архитектуру.

Таблица 1

Известные и предлагаемые методы совершенствования метрологических характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП

Решаемая проблема	Известный метод	Предлагаемый метод
Повышение коэффициента передискретизации	Переход на непрерывно-дискретные интеграторы	Раздельная синхронизация аналоговой и цифровой частей $\Sigma\Delta$ модулятора
Подавление помех, увеличение SNR	Повышение порядка модулятора	Реализация весового интегрирования
Уменьшение погрешности от краевых эффектов	Применение цифровых фильтров высоких порядков для формирования результата	Нахождение результата преобразования за конечное число частных циклов, т.е. адаптивная обработка выходных кодов $\Sigma\Delta$ -модулятора

Для читателей, не являющихся специалистами в данной области, проиллюстрируем второй и третий методы небольшими примерами. В работе [3] авторами приведена обобщенная структурная схема современного $\Sigma\Delta$ -АЦП (рис. 2), в которой показано, что модулятор строится из каскада интегрирующих звеньев.

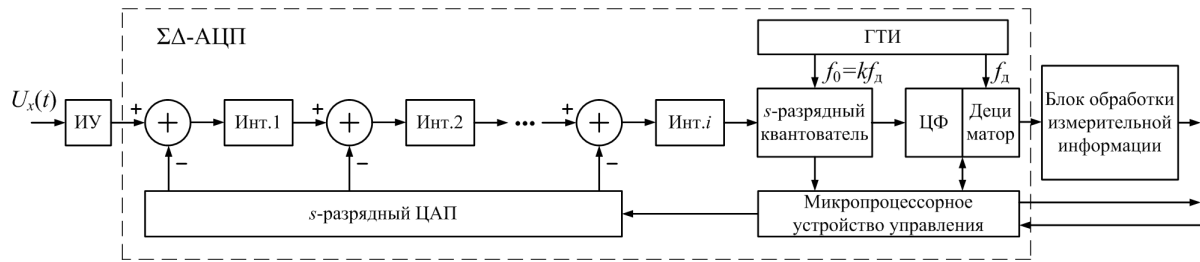


Рис. 2. Структура информационно-измерительной системы на основе $\Sigma\Delta$ -АЦП:
 ИУ – измерительный усилитель; Инт. – интегратор; ГТИ – генератор тактовых импульсов;
 ЦФ – цифровой фильтр; f_0 – частота синхронизации квантователя;
 f_d – частота дискретизации; k – коэффициент передискретизации

В теории $\Sigma\Delta$ -преобразования модуляторы, имеющие один интегратор, называются модуляторами первого порядка, два – второго и т.д. Так как модулятор фактически является аналоговым фильтром, повышение его порядка обеспечивает лучшую устойчивость к внешним шумам и соответствующий рост показателя SNR АЦП. Сложность проектирования и реализации активных аналоговых фильтров высоких порядков (более третьего) также хорошо известна. Производители $\Sigma\Delta$ -АЦП для обеспечения стабильности используют так называемую многокаскадную структуру, однако ее реализация также требует высокотехнологичного процесса производства для согласования характеристик элементов схемы.

Эффект от применения цифровых фильтров (ЦФ) высоких порядков проиллюстрируем рис. 3, на котором показаны графики изменения погрешности квантования на выходе моделей $\Sigma\Delta$ -модулятора первого порядка с ЦФ без децимации данных второго, третьего и четвертого порядков соответственно. Значения получены для $U_0 = 9$ В, $U_x = 1,928179$ В.

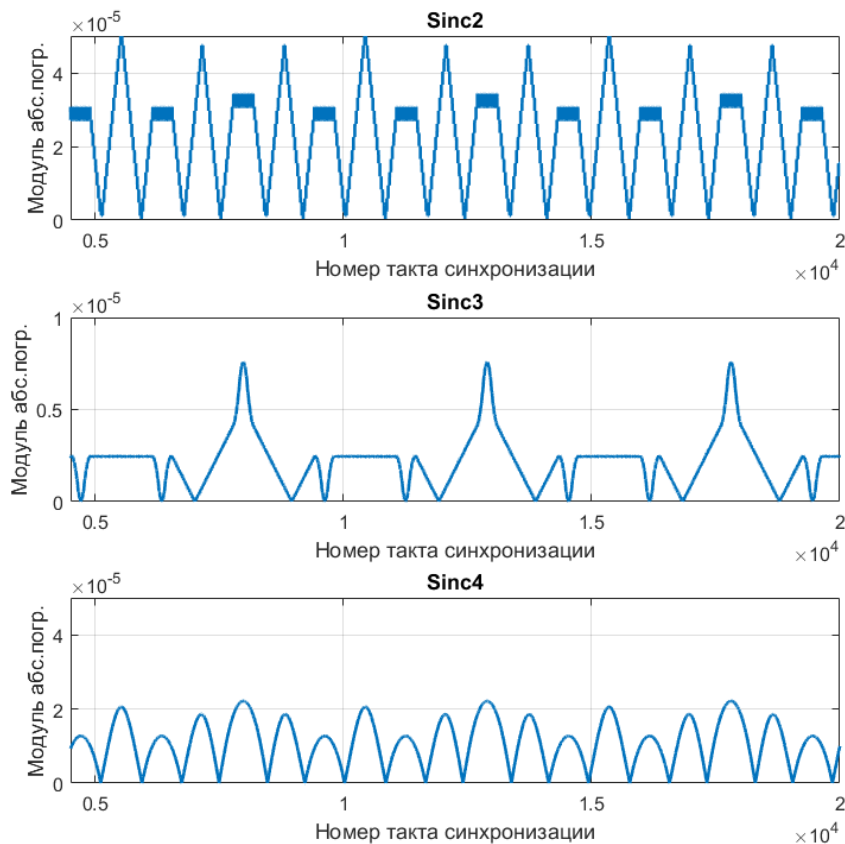


Рис. 3. Графики изменения погрешности квантования для ЦФ $sinc2$, $sinc3$ и $sinc4$

Из приведенных примеров видно, что рассмотренные методы основаны на усложнении структуры в первом случае аналоговой, а во втором – цифровой частей преобразователя. Реализация весового интегрирования, предлагаемая в качестве альтернативы, требует наличия входного усилителя с программируемым коэффициентом усиления и незначительного в сравнении

с увеличением порядка усложнения ЦФ, который должен осуществлять вычисление результата преобразования с учетом весовых коэффициентов. При этом входной буферный усилитель является обязательным элементом современных интегральных микросхем АЦП и служит для согласования с датчиковой аппаратурой.

При использовании ступенчатых весовых функций (ВФ) с целочисленными коэффициентами, как правило, количество этих коэффициентов не превышает 10, при этом уже ВФ «1 3 3 1» обеспечивает подавление внешней периодической составляющей до уровня 110 дБ в интервале 5 % от первого нуля АЧХ, а для ее реализации достаточно двух усилителей с фиксированными коэффициентами усиления. Необходимо отметить, что реализация ВФ, особенно в прецизионной измерительной технике, сопряжена с большим количеством практических трудностей и ограничений [7], однако в рамках задачи проектирования интегрирующих АЦП, отличающихся минимальным элементным составом и простотой структурной реализации, данный метод будем считать одной из основных альтернатив повышению порядка модулятора.

Методы [2, 8, 9] формирования результатов преобразования, обеспечивающие минимизацию составляющей методической погрешности квантования в $\Sigma\Delta$ -АЦП, обусловленной влиянием краевых эффектов, основаны на изменении длительности промежуточных интервалов преобразования. Упрощенно говоря, вместо многократного усреднения выборки данных фиксированной длины, поступающих с выхода $\Sigma\Delta$ -модулятора, которое реализуют с помощью ЦФ *sinc*-вида (как правило третьего и четвертого порядка), предлагаемые способы выполняют однократное усреднение промежуточных выборок, на которые разбиваются исходные данные и затем формируют итоговый результат преобразования суммированием этих промежуточных результатов с дополнительными коэффициентами пересчета.

Способы формирования развертывающей функции при раздельной синхронизации аналоговой и цифровой частей $\Sigma\Delta$ -модулятора

Зависимость, приведенная на рис. 1, показывает, что повышение коэффициента передискретизации обеспечивает пропорциональное повышение разрешающей способности $\Sigma\Delta$ -АЦП при том же быстродействии. Поэтому в современных микросхемах $\Sigma\Delta$ -АЦП частоту передискретизации доводят до максимума, определяемого возможностями элементной базы. Известным техническим решением в данном направлении является переход на непрерывно-дискретные интеграторы, которые реализуются по схеме на переключаемых конденсаторах и имеют большее быстродействие, как минимум на десятичный порядок, в сравнении со схемами на непрерывных интеграторах [4–6].

Недостатки такого решения проанализированы в работе [10], и в качестве альтернативы авторами предложен способ $\Sigma\Delta$ -передискретизации [11], позволяющий при реализации $\Sigma\Delta$ -АЦП на непрерывных интеграторах достичь быстродействия $\Sigma\Delta$ -АЦП, использующих интеграторы на переключаемых конденсаторах. Способ отличается использованием раздельной синхронизации аналоговой и цифровой частей $\Sigma\Delta$ -модулятора.

Описание алгоритмов работы $\Sigma\Delta$ -модуляторов будем представлять с помощью аналоговых развертывающих функций (АРФ) – изменения напряжения на выходе интегратора во временной области, как это принято в отечественной научной школе интегрирующих преобразователей [12]. Временная диаграмма работы $\Sigma\Delta$ -АЦП с модулятором первого порядка показана на рис. 4.

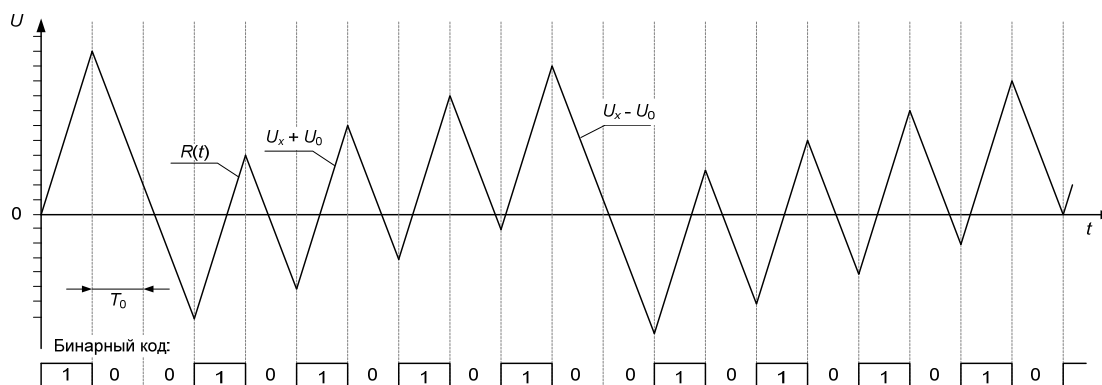


Рис. 4. Вид АРФ $\Sigma\Delta$ -АЦП с модулятором первого порядка

Подробное описание алгоритма формирования развертывающей функции и принципов работы модулятора представлено во многих работах, например [4–6, 10], поэтому перейдем к описанию рассматриваемого алгоритма $\Sigma\Delta$ -передискретизации (рис. 5).

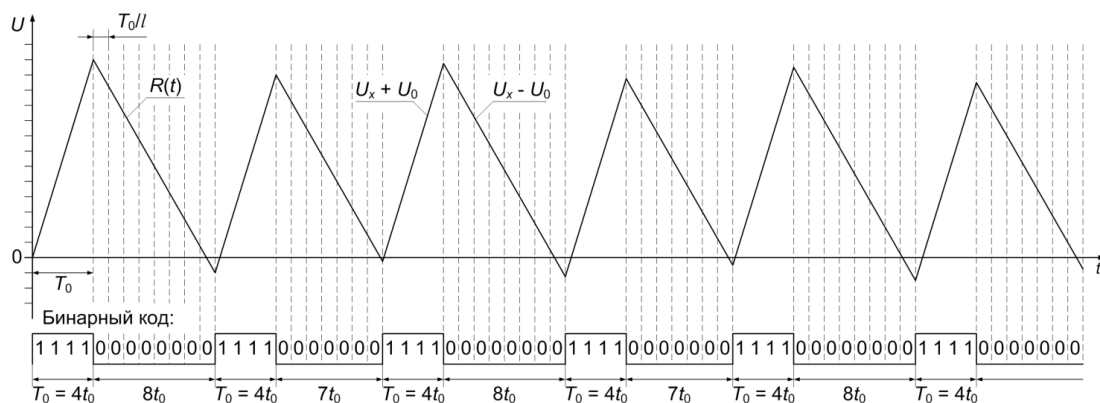


Рис. 5. Вид АРФ $\Sigma\Delta$ -АЦП с исследуемым алгоритмом передискретизации ($U_x = 3,5$ В; $U_0 = 10$ В; $l = 4$)

В данном алгоритме $R(t)$ формируется следующим образом: подключение (+)/(-) U_0 синхронизируется T_0 , при этом вводятся дополнительные такты $t_0 = T_0/l$, где $l = 2, 3, \dots$ – целые числа, которые используются для управления синхронизацией (-)/(+) U_0 . Быстродействие устройства сравнения – компаратора – как минимум на один десятичный порядок превышает быстродействие интегратора на ОУ, что позволяет реализовать раздельное тактирование этих устройств в схеме модулятора.

Обозначим через T_Σ – интервал интегрирования суммы $U_x + U_0$, а через T_Δ – интервал интегрирования разности $U_x - U_0$. Интервал T_Σ в АРФ, приведенной на рис. 5, формируется так же, как и в АРФ известного $\Sigma\Delta$ -модулятора (рис. 4), т.е. $T_\Sigma = T_0$. При $U_x > 0$, всегда будет выполняться $T_\Delta > T_0$, и при отсутствии входного сигнала ($U_x = 0$) будем иметь $T_\Sigma = T_\Delta = T_0$. Следовательно, алгоритм формирования АРФ не повышает требований к быстродействию интегратора.

Представленный алгоритм позволяет повысить значение k в $\Sigma\Delta$ -АЦП на непрерывных интеграторах до 100 раз, без применения интеграторов на переключаемых конденсаторах, что обеспечивает пропорциональное снижение методической погрешности и сокращение высокочастотных импульсных помех в схеме. Аналитическое доказательство, подтверждающее приведенный вывод, представлено в работе [10].

Доказательство эффективности предложенного способа передискретизации экспериментальным путем выполнено в среде *MATLAB*. На рис. 6 показаны графики изменения методической погрешности преобразования ΔU_x , полученные с помощью реализованных моделей двух исследуемых $\Sigma\Delta$ -АЦП.

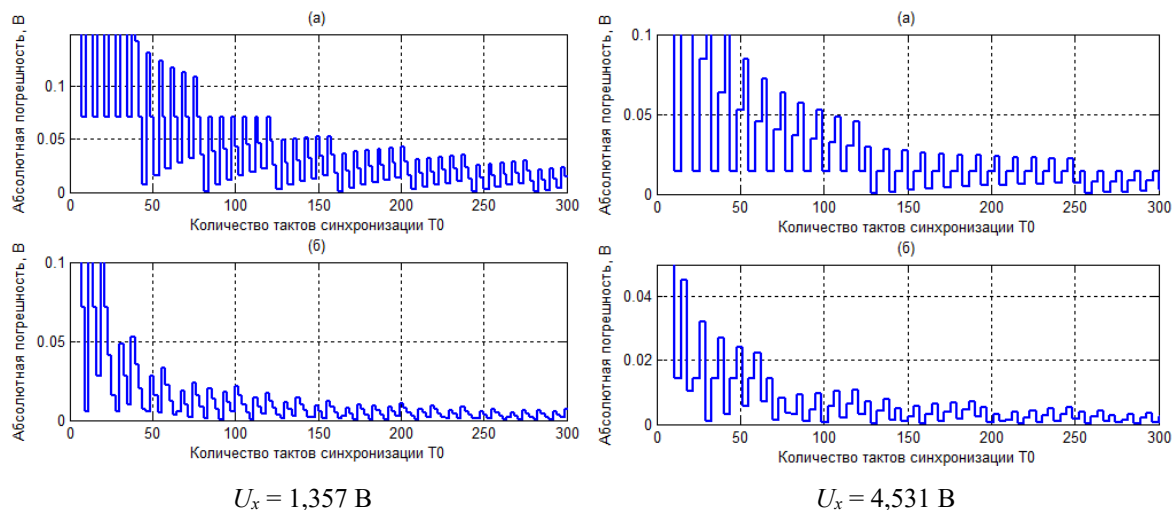
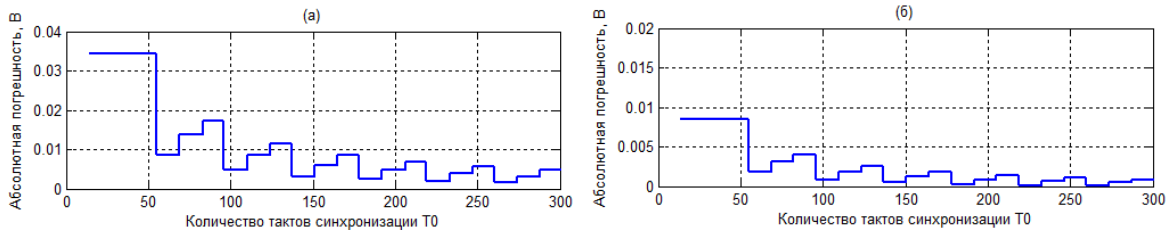


Рис. 6. Графики зависимости ΔU_x от N для моделей $\Sigma\Delta$ -АЦП, реализующих известный (а) и предложенный (б) способы формирования АРФ (параметры: $U_0 = 10$ В; $l = 4$)



$$U_x = 8,537 \text{ В}$$

Рис. 6. Окончание

На рис. 7 представлен график распределения ΔU_x , полученный с помощью модельного эксперимента. Для $N = \text{const} = 1500$ выполнялось преобразование входных напряжений $U_x = \text{const}$ в диапазоне от 0 до 90 % от $U_0 = 10\text{В}$, шаг изменения U_x задан равным 0,001 В.

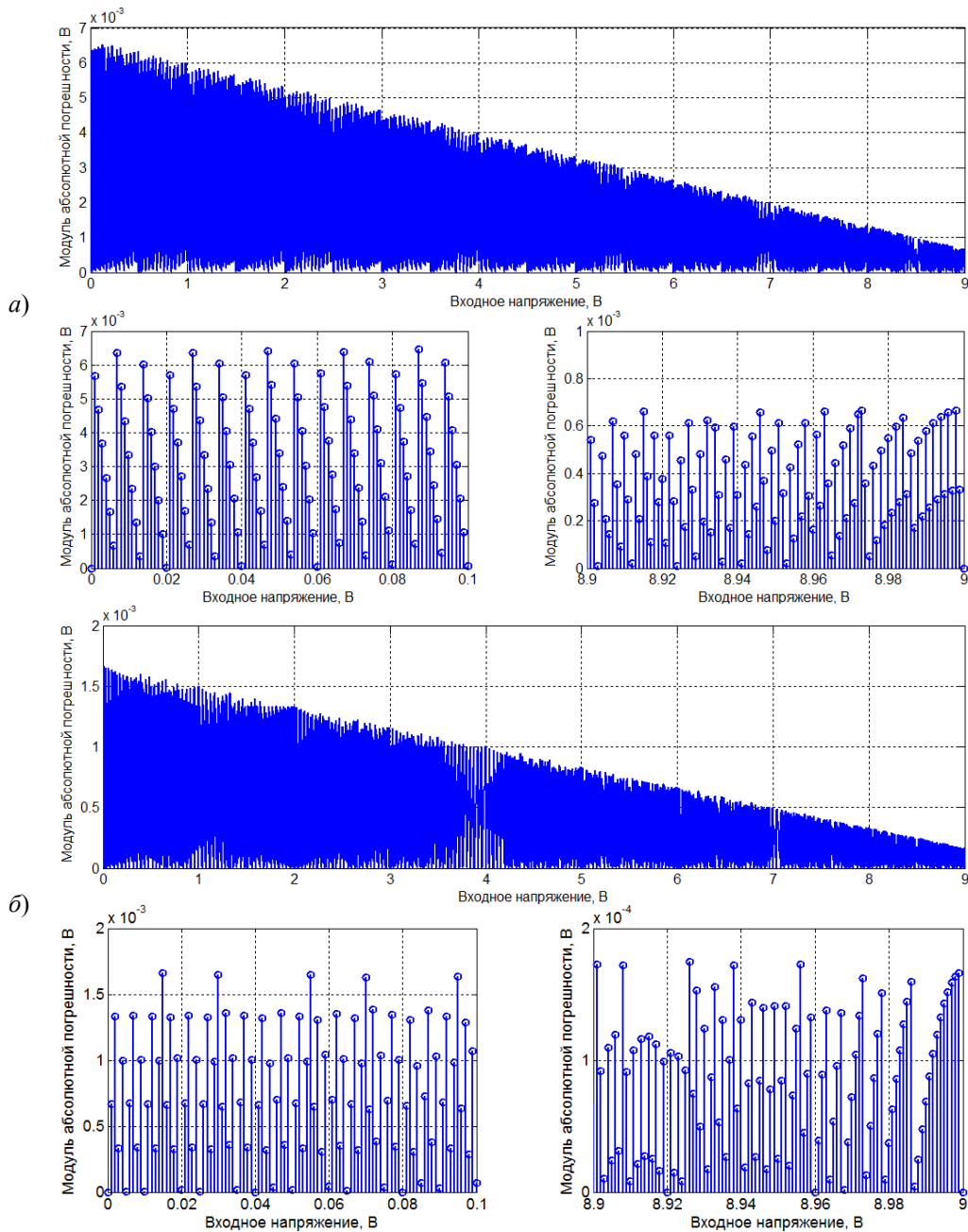


Рис. 7. Графики распределения ΔU_x по диапазону U_x :

- а – модель $\Sigma\Delta$ -АЦП с известным способом передискретизации;
- б – модель $\Sigma\Delta$ -АЦП с предложенным способом передискретизации

Рассмотренный алгоритм реализации передискретизации имеет следующие особенности: во-первых, повышенные требования к быстродействию системы «компаратор – ЦАП»; во-вторых, форма развертывающей функции становится близка к режимам $U_x \rightarrow U_0$ известного алгоритма $\Sigma\Delta$ -преобразования. Требования по быстродействию фактически нельзя назвать повышенными, так как такие же требования предъявляются в современных микросхемах $\Sigma\Delta$ -АЦП, модуляторы которых в рамках проводимых рассуждений синхронизируются интервалами t_0 . Однако при реализации интегратора на переключаемых конденсаторах выполнение данных требований упрощается.

Существенное смещение развертывающей функции в область положительных (отрицательных) напряжений скажется на влиянии инструментальной погрешности интегратора, заключающейся в стремлении среднего значения напряжения на выходе интегратора к нулю. В реальном интеграторе сопротивление утечки конденсатора не равно бесконечности ($R_{\text{ут}} \neq \infty$, что эквивалентно уменьшению коэффициента усиления операционного усилителя) [12]. На графике изменения напряжения в суммирующей точке интегратора (рис. 8,а), отмечены значения постоянной составляющей напряжения смещения $e_{\text{см}} = e_0$, средние значения переменной составляющей Δe на интервалах T_0 , соответствующих интегрированию отрицательного и положительного U_0 , и результирующее $e_1 = e_0 + \Delta e$.

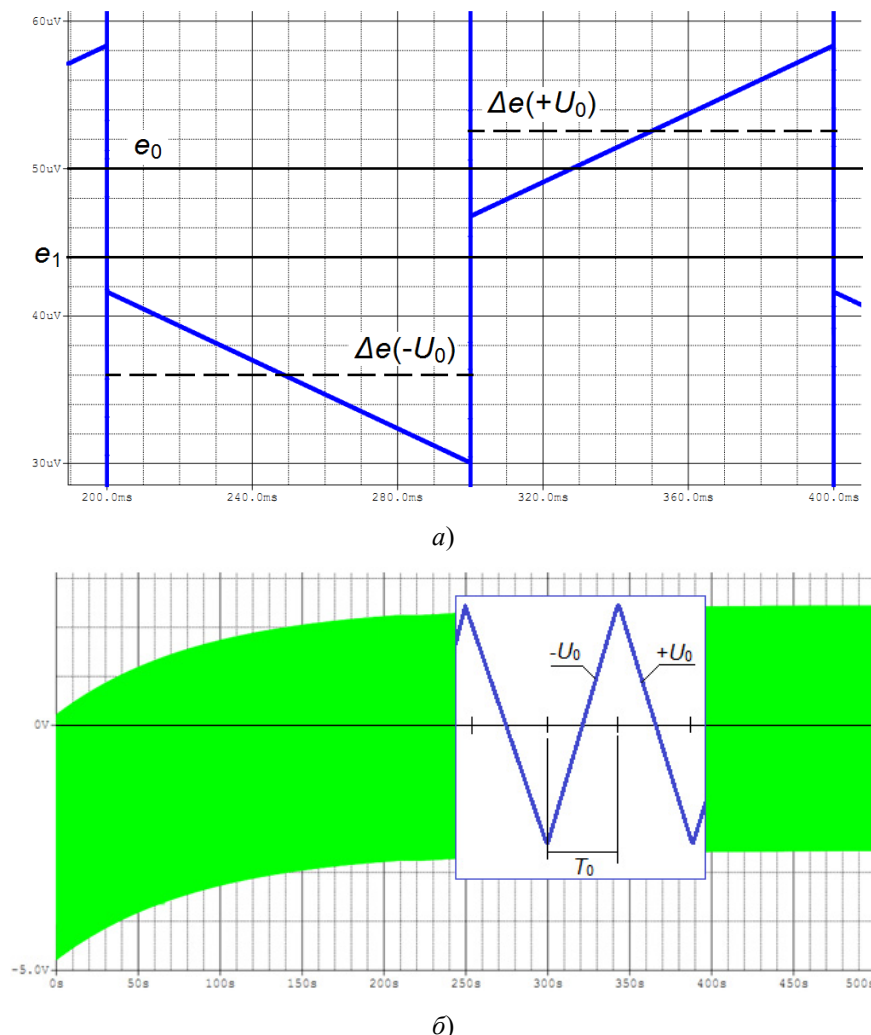


Рис. 8. Изменение развертывающей функции в процессе работы интегратора: а – графики напряжений в суммирующей точке интегратора; б – общий вид развертывающей функции

График получен с помощью имитационной модели интегратора (по стандартной схеме Миллера), в составе $\Sigma\Delta$ -модулятора первого порядка, при отсутствии входного напряжения. Моделирование выполнялось в САПР *OrCAD* на *PSpice* модели ОУ *AD795*, при компенсации напряжения смещения дополнительным источником $-49,99972$ мкВ.

Среднее значение e_1 в суммирующей точке (рис. 8,а) интегратора стремится к величине e_0 . Очевидно, что данная особенность также будет оказывать влияние на процесс формирования развертывающей функции $\Sigma\Delta$ -АЦП. Влияние данного параметра пренебрежимо мало на временах соразмерных интервалу преобразования, однако $\Sigma\Delta$ -АЦП может эксплуатироваться в непрерывном режиме в течение нескольких часов, а в ряде приложений и нескольких десятков часов [13, 14].

В рамках алгоритмического подхода к совершенствованию характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП предложен вариант изменения известного алгоритма синхронизации U_0 [15], отвечающий поставленному требованию по форме АРФ $R(t)$.

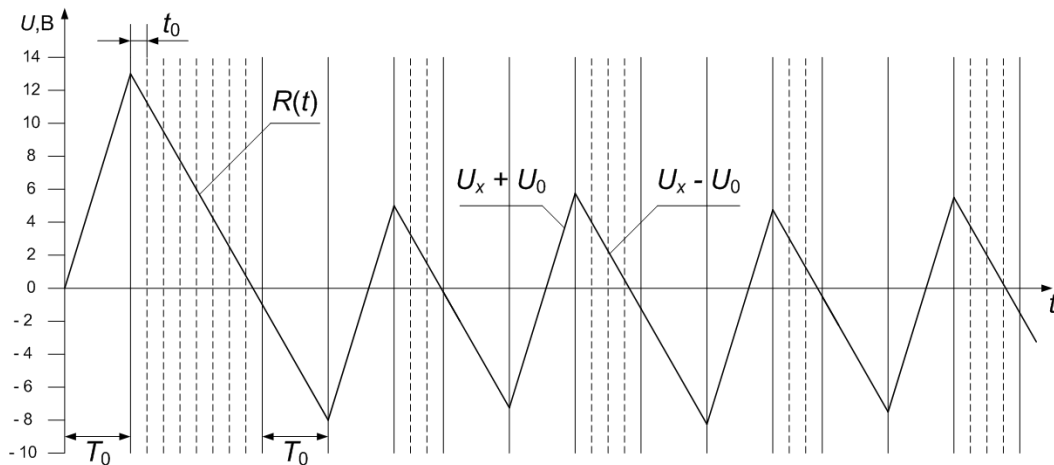
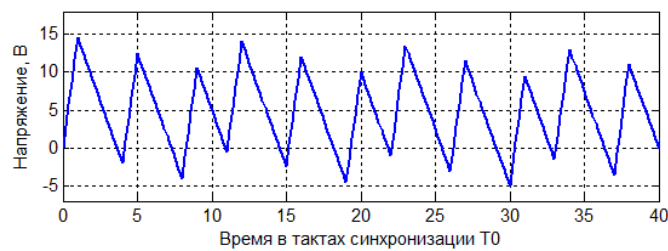


Рис. 9. Вид АРФ $\Sigma\Delta$ -АЦП с алгоритмом управления длительностью частных циклов преобразования

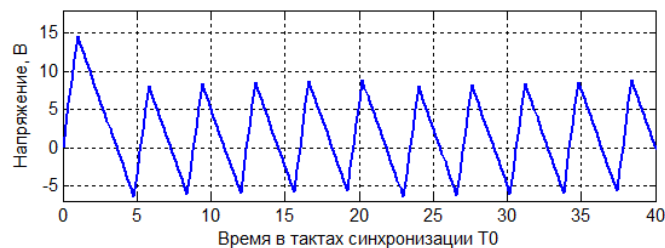
В предложенном алгоритме также используются основные T_0 и дополнительные t_0 такты синхронизации [15]. Для $U_x > 0$ интервал T_Σ тактируется T_0 , а интервал T_Δ , соответственно, t_0 (в случае $U_x < 0$ – наоборот). При этом в момент смены полярности $R(t)$ интегрирование разности ($U_x - U_0$) (или суммы ($U_x + U_0$)) продолжает выполняться еще в течение одного T_0 .

Из диаграммы на рис. 9 видно, что $R(t)$ может изменяться в диапазоне от минус $U_0 t_0 / \tau$ до $2U_0 T_0 / \tau$, а в установившемся режиме в диапазоне от минус $(U_0 T_0 / \tau + U_0 t_0 / \tau)$ до $U_0 T_0 / \tau$. Таким образом, исследуемый алгоритм отвечает требованиям минимизации инструментальной составляющей погрешности преобразования.

Значения $R(t)$, полученные моделированием в среде *MATLAB*, подтверждают вышеуказанную аналитическую оценку (рис. 10).



а)



б)

Рис. 10. Вид АРФ соответствующих моделям известного (а) и исследуемого (б) $\Sigma\Delta$ -модуляторов

С помощью модельных экспериментов при тех же условиях моделирования (см. диапазон U_x и значение U_0 к рис. 7) проведена оценка ΔU_x для пяти значений длительности интервала $T_n = NT_0$ и $l = 5$. Для каждого N рассчитывались значения максимальной и СКЗ ΔU_x на диапазоне U_x (табл. 2).

Таблица 2

Количественные оценки методической погрешности моделей $\Sigma\Delta$ -АЦП

Коэффициент N	Известный способ $\Sigma\Delta$ -модуляции		$\Sigma\Delta$ -модуляция с исследуемым алгоритмом управления формой АРФ	
	Макс. ΔU_x , В	СКЗ ΔU_x , В	Макс. ΔU_x , В	СКЗ ΔU_x , В
500	0,0195	0,0067	0,0146	0,00059
750	0,0132	0,0045	0,0097	0,00039
1000	0,0095	0,0034	0,0110	0,00039
1250	0,0075	0,0027	0,0087	0,00033
1500	0,0065	0,0022	0,0048	0,00020

Таким образом, алгоритм управления длительностью частных циклов преобразования, отличающийся режимами подключения опорного напряжения, обеспечивает уменьшение глубины модуляции среднего значения развертывающей функции на интервале преобразования без применения многоуровневого ЦАП.

Заключение

В подавляющем большинстве зарубежных публикаций, посвященных совершенствованию характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП, авторы предлагают свои решения, основываясь на доступном им технологическом процессе производства и характеристиках элементной базы. При этом большинство «удачных» решений патентуется фирмами производителями, что делает их недоступными отечественным разработчикам. Важной задачей является обеспечение российских инженеров достаточным арсеналом алгоритмических способов в рамках отечественной теоретической научной школы, обеспечивающих возможность практического достижения требуемых метрологических характеристик средств измерения. Авторы надеются, что представленные в работе методы совершенствования параметров $\Sigma\Delta$ -АЦП окажутся полезны и позволят не пытаться напрямую повторить известные зарубежные аналоги, а синтезировать собственные эффективные схемотехнические решения на доступной элементной базе.

Список литературы

1. Ашанин В. Н., Чувькин Б. В., Коротков А. А., Сидорова И. А. Анализ состояния и тенденций производства интегральных преобразователей информации $\Sigma\Delta$ -архитектуры // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2014. № 1 (29). С. 26–35.
2. Чувькин Б. В., Долгова И. А., Сидорова И. А. Особенности расчета коэффициента автокорреляции бинарных сигналов в задачах анализа флуктуационных шумов квантования // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2014. № 4 (10). С. 59–65.
3. Николаев А. В., Юрманов В. А., Пискаев К. Ю., Тюрин М. В. Концепция системы идентификации состояния изделий ракетно-космической техники в режиме реального времени // Датчики и системы. 2017. № 11 (219). С. 31–39.
4. Шахов Э. К. $\Sigma\Delta$ -АЦП: процессы передискретизации, шейпинга шума квантования и децимации // Датчики и системы. 2006. № 11. С. 50–57.
5. Чувькин Б. В., Шахов Э. К., Ашанин В. Н. $\Sigma\Delta$ -АЦП: синтез одноконтурных структур // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2007. № 1. С. 91–106.
6. Pavan S., Schreier R., Temes G.C. Understanding Delta-Sigma Data Converters. 2-nd ed. Wiley-IEEE Press, 2017. 572 p.
7. Куц А. В., Пискаев К. Ю., Юрманов В. А. Реализация весового интегрирования в высокоточных интегрирующих АЦП // Вопросы радиоэлектроники. Сер.: ЭВТ. 2010. Вып. 5. С. 157–165.
8. Юрманов В. А., Пискаев К. Ю., Куц А. В. $\Sigma\Delta$ -АЦП: адаптивная обработка результатов преобразования // Вопросы радиоэлектроники. Сер.: ОТ. 2011. Вып. 2. С. 92–101.
9. Пат. 2294595С1 Российская Федерация. Способ интегрирующего аналого-цифрового преобразования напряжения / Шахов Э. К., Ашанин В. Н., Надеев А. И. № 2005118265 ; заявл. 14.06.2005 ; опубл. 27.02.2007.

10. Юрманов В. А., Пискаев К. Ю., Куц А. В. Реализации передискретизации в $\Sigma\Delta$ -АЦП на непрерывных интеграторах // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. 2014. № 1. С. 113–122.
11. Пат. 2550591 Российская Федерация, МПК G 01 R 19/25 (2006. 01). Способ интегрирующего аналого-цифрового преобразования напряжения / Пискаев К. Ю., Куц А. В., Юрманов В. А. № 2013152826/28 ; заявл. 27.11.2013 ; опубл. 10.05.2015.
12. Шахов Э. К., Михотин В. Д. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения. М. : Энергоатомиздат, 1986. 144 с.
13. Жашкова Т. В. Структурно-параметрический синтез моделей сложных систем природного или техногенного происхождения в виде совокупности распределенных информационных объектов // Современные информационные технологии. 2010. № 12. С. 33–38.
14. Михеев М. Ю., Юрманов В. А., Гудков К. В. Синтез кориолисова расходомера для дозирования компонентов топлива // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. 2011. Т. 2. С. 252–256.
15. Пискаев К. Ю. Способы минимизации шумов квантования $\Sigma\Delta$ -АЦП на непрерывных интеграторах : дис. ... канд. техн. наук. Пенза, 2015. 211 с.
16. Чувыкин Б. В., Шахов Э. К., Ашанин В. Н. $\Sigma\Delta$ -АЦП: анализ погрешности от краевых эффектов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2007. № 3. С. 80–90.

References

1. Ashanin V.N., Chuvykin B.V., Korotkov A.A., Sidorova I.A. Analysis of the state and trends in the production of integrated information converters of $\Sigma\Delta$ -architecture. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* = Proceedings of higher educational institutions. The Volga region. Technical sciences. 2014;(1):26–35. (In Russ.)
2. Chuvykin B.V., Dolgova I.A., Sidorova I.A. Features of calculating the autocorrelation coefficient of binary signals in problems of quantization fluctuation noise analysis. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measurement. Monitoring. Management. Control*. 2014;(4):59–65. (In Russ.)
3. Nikolaev A.V., Yurmanov V.A., Piskaev K.Yu., Tyurin M.V. The concept of a system for identifying the condition of rocket and space technology products in real time. *Datchiki i sistemy = Sensors and systems*. 2017;(11):31–39. (In Russ.)
4. Shakhov E.K. $\Sigma\Delta$ -ATsP: the processes of oversampling, noise shaping, quantization and decimation. *Datchiki i sistemy = Sensors and systems*. 2006;(11):50–57. (In Russ.)
5. Chuvykin B.V., Shakhov E.K., Ashanin V.N. $\Sigma\Delta$ -ATsP: synthesis of single-circuit structures. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* = Proceedings of higher educational institutions. The Volga region. Technical sciences. 2007;(1):91–106. (In Russ.)
6. Pavan S., Schreier R., Temes G.C. *Understanding Delta-Sigma Data Converters*. 2-nd ed. Wiley-IEEE Press, 2017:572.
7. Kuts A.V., Piskaev K.Yu., Yurmanov V.A. Implementation of weight integration in high-precision integrating ADCs. *Voprosy radioelektroniki. Ser.: EVT = Radio electronics issues. Ser.: EVT*. 2010;(5):157–165. (In Russ.)
8. Yurmanov V.A., Piskaev K.Yu., Kuts A.V. $\Sigma\Delta$ -ATsP: adaptive processing of transformation results. *Voprosy radioelektroniki. Ser.: OT = Radio electronics issues. Ser.: OT*. 2011;(2):92–101. (In Russ.)
9. Pat. 2294595C1 Russian Federation. Method of integrating analog-to-digital voltage conversion. Shakhov E.K., Ashanin V.N., Nadeev A.I. № 2005118265; appl. 14.06.2005; publ. 27.02.2007. (In Russ.)
10. Yurmanov V.A., Piskaev K.Yu., Kuts A.V. Implementation of oversampling in $\Sigma\Delta$ -ATsP on continuous integrators. *Prikaspiyskiy zhurnal: upravlenie i vysokie tekhnologii = Caspian journal: management and high technology*. 2014;(1):113–122. (In Russ.)
11. Pat. 2550591 Russian Federation, IPC G 01 R 19/25 (2006.01). Method of integrating analog-to-digital voltage conversion. Piskaev K.Yu., Kuts A.V., Yurmanov V.A. № 2013152826/28; appl. 27.11.2013; publ. 10.05.2015. (In Russ.)
12. Shakhov E.K., Mikhotin V.D. *Integriruyushchie razvertvyvayushchie preobrazovateli napryazheniya = Integrating deploying voltage converters*. Moscow: Energoatomizdat, 1986:144. (In Russ.)
13. Zhashkova T.V. Structural-parametric synthesis of models of complex systems of natural or man-made origin in the form of a set of distributed information objects. *Sovremennye informatsionnye tekhnologii = Modern information technologies*. 2010;(12):33–38. (In Russ.)
14. Mikheev M.Yu., Yurmanov V.A., Gudkov K.V. Synthesis of a coriolis flowmeter for dosing fuel components. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma Nadezhnost' i kachestvo = Proceedings of the International Symposium Reliability and Quality*. 2011;2:252–256. (In Russ.)
15. Piskaev K.Yu. Ways to minimize noise quantization of $\Sigma\Delta$ -ATsP on continuous integrators: PhD dissertation. Penza, 2015:211. (In Russ.)
16. Chuvykin B.V., Shakhov E.K., Ashanin V.N. $\Sigma\Delta$ -ATsP: error analysis from edge effects. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* = Proceedings of higher educational institutions. The Volga region. Technical sciences. 2007;(3):80–90. (In Russ.)

*Информация об авторах / Information about the authors***Алексей Геннадиевич Дмитриенко**

доктор технических наук,
генеральный директор,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: info@niifi.ru

Aleksey G. Dmitrienko

Doctor of technical sciences,
general director,
Scientific-Research Institute
of Physical Measurements
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Кирилл Юрьевич Пискаев

кандидат технических наук,
доцент кафедры информационных
технологий и систем,
Пензенский государственный
технологический университет
(Россия, г. Пенза, пр-д Байдукова/
ул. Гагарина, 1а/11)
E-mail: piskaevk@gmail.com

Kirill Yu. Piskaev

Candidate of technical sciences,
associate professor of the sub-department
of information technologies and systems,
Penza State Technological University
(1a/11 Baidukova passage/Gagarina street,
Penza, Russia)

Кирилл Владимирович Гудков

кандидат технических наук,
доцент кафедры информационных
технологий и систем,
Пензенский государственный
технологический университет
(Россия, г. Пенза, пр-д Байдукова/
ул. Гагарина, 1а/11)
E-mail: gudkovk.pgta@gmail.com

Kirill V. Gudkov

Candidate of technical sciences,
associate professor of the sub-department
of information technologies and systems,
Penza State Technological University
(1a/11 Baidukova passage/Gagarina street,
Penza, Russia)

Михаил Владимирович Тюрин

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: penza045@niifi.ru

Mikhail V. Tyurin

Candidate of technical sciences,
senior researcher,
Scientific-Research Institute
of Physical Measurements
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов /

The authors declare no conflicts of interests.

Поступила в редакцию/Received 13.05.2024

Поступила после рецензирования/Revised 10.06.2024

Принята к публикации/Accepted 08.07.2024