

УДК 621.3.087.92

РЕАЛИЗАЦИИ ПЕРЕДИСКРЕТИЗАЦИИ В $\Sigma\Delta$ -АЦП НА НЕПРЕРЫВНЫХ ИНТЕГРАТОРАХ

Статья поступила в редакцию 30.01.2014, в окончательном варианте 19.02.2014.

Юрманов Валерий Анатольевич, кандидат технических наук, доцент, Пензенский государственный технологический университет, 440039, Российская Федерация, г. Пенза, проезд Байдукова / ул. Гагарина, 1а/11, тел. (841-2)49-60-09, e-mail: YurmanovVA@gmail.com

Пискаев Кирилл Юрьевич, старший преподаватель, Пензенский государственный технологический университет, 440039, Российская Федерация, г. Пенза, проезд Байдукова / ул. Гагарина, 1а/11, тел. (841-2)49-60-09, e-mail: PiskaevK@gmail.com

Куц Александр Валентинович, кандидат технических наук, начальник отдела системного проектирования, ООО «ЭнергоТренд», 440028, Российская Федерация, г. Пенза, ул. Г. Титова, 1Г, тел. (841-2)49-97-75, e-mail: kuts2006@mail.ru

На сегодняшний день $\Sigma\Delta$ -АЦП, благодаря своим уникальным метрологическим и техническим характеристикам, прочно вошли в состав многих систем измерения. По совокупности характеристик они практически незаменимы в задачах преобразования сигналов с динамическим диапазоном на уровне 120 дБ и частотами до сотен килогерц. Известно, что у $\Sigma\Delta$ -АЦП «обмен» точности на быстродействие задается коэффициентом передискретизации. Для достижения максимально возможного значения этого коэффициента используют реализацию интегратора на переключаемых конденсаторах в рамках технологии изготовления цифровых интегральных схем. В классе непрерывных интеграторов $\Sigma\Delta$ -АЦП имеют меньшее быстродействие – как минимум на десятичный порядок. Цель данной работы – синтез алгоритма сигма-дельта ($\Sigma\Delta$) преобразования, позволяющего при реализации $\Sigma\Delta$ -АЦП на непрерывных интеграторах достичь по совокупности характеристик показателей $\Sigma\Delta$ -АЦП, использующих интеграторы на переключаемых конденсаторах. Для достижения этой цели авторами предложено использовать две частоты передискретизации: первая определяется быстродействием аналоговой части $\Sigma\Delta$ -АЦП, вторая – быстродействием цифровой части. Выполненное математическое и имитационное моделирование подтвердили эффективность предложенного решения.

Ключевые слова: аналого-цифровое преобразование, передискретизация, $\Sigma\Delta$ -АЦП, повышение точности, повышение быстродействия, $\Sigma\Delta$ -АЦП на непрерывных интеграторах, математическое моделирование, имитационное моделирование, измерительные преобразователи интегрирующего типа

OVERSAMPLING IMPLEMENTATION IN $\Sigma\Delta$ -ADC BASED ON CONTINUOUS TIME INTEGRATORS

Yurmanov Valeriy A., Ph.D. (Engineering), Associate Professor, Penza State Technological University, 1a/11 proezd Baydukova / ul. Gagarina, Penza, 440039, Russian Federation, e-mail: YurmanovVA@gmail.com

Piskaev Kirill Yu., Senior Lecturer, Penza State Technological University, 1a/11 proezd Baydukova / ul. Gagarina, Penza, 440039, Russian Federation, e-mail: PiskaevK@gmail.com

Kuts Alexandr V., Ph.D. (Engineering), Head of Department of System Design, “EnergoTrend” Ltd. Co., 1G Titov St., Penza, 440028, Russian Federation, e-mail: kuts2006@mail.ru

Today $\Sigma\Delta$ -ADC actively used in many measurement systems. It is known that these ADCs have unique metrological and technical characteristics. They are essentially indispensable in the problems of transformation of signals with a dynamic range of 120 dB, and frequencies up to hundreds of kilohertz. It is known that "accuracy-performance" ratio $\Sigma\Delta$ -ADC is established by means of oversampling ratio. To achieve the maximum possible value of this coefficient developers use switched-capacitor integrators within manu-

facturing technology of digital integrated circuits. In the class of continuous integrators $\Sigma\Delta$ -ADCs have lower speed, at least ten times. The purpose of this paper is to develop an algorithm sigma-delta ($\Sigma\Delta$) conversion, which allows to improve the performance of $\Sigma\Delta$ -ADC based on continuous integrators to the level of $\Sigma\Delta$ -ADC on switched-capacitor integrators. The authors proposed to use two frequency sampling: the first is determined by the speed of analog part of $\Sigma\Delta$ -ADCs, the second – the speed of the digital part. Mathematical simulation confirmed the efficiency of the proposed solutions.

Keywords: analog-to-digital conversion, oversampling ratio, $\Sigma\Delta$ -ADC, increase of accuracy, increase of performance, $\Sigma\Delta$ -ADC on switched-capacitor integrators, mathematical modeling, simulation $\Sigma\Delta$ -ADC, integration type measuring converters

Сигма-дельта аналого-цифровые преобразователи ($\Sigma\Delta$ -АЦП) сегодня активно применяются при построении информационно-измерительных и управляющих систем различного назначения. Известно, что при удовлетворении имеющихся требований по быстродействию, данные преобразователи во всех случаях наиболее полно соответствуют совокупности требований по точности, надежности и простоте реализации. Высокое разрешение и наличие встроенного предварительного усилителя с программируемым коэффициентом усиления позволяют применять серийные $\Sigma\Delta$ -АЦП для непосредственной оцифровки сигналов малого уровня, которые поступают с датчиковой аппаратуры [7]. В частности, сегодня измерительные $\Sigma\Delta$ -АЦП практически незаменимы в задачах преобразования тензометрических сигналов, биометрических сигналов, сигналов термопар и др., т.е. там, где требуется обеспечение динамического диапазона на уровне 120 дБ и разрешения до единиц микровольт [1, 3].

Передискретизация является одним из ключевых принципов сигма-дельта ($\Sigma\Delta$) преобразования. Благодаря передискретизации в $\Sigma\Delta$ -АЦП имеется возможность производить «обмен» разрешения по напряжению на разрешение по времени. Другими словами, производить оптимизацию преобразователя по критерию «точность-быстродействие» для конкретной практической задачи. При этом сам $\Sigma\Delta$ -АЦП остается в режиме непрерывного функционирования, а изменяется лишь интервал снятия цифровых отсчетов.

Суть передискретизации в известных публикациях [2, 7] объясняют как увеличение частоты первичной дискретизации преобразуемого аналогового сигнала в « k » раз, с последующим возвратом к требуемой частоте дискретизации посредством децимации при цифровой фильтрации полученного набора избыточных цифровых отсчетов. Дециматор прореживает выходные данные цифрового фильтра, оставляя в каждой последовательности из « k » выборок только один отсчет. Число « k » не связано с основанием десятичной системы счисления, оно может быть любым целым числом. Для иллюстрации данного подхода на примере АЦП мгновенных значений обычно приводят известную графическую интерпретацию, показанную на рис. 1 [2, 7].

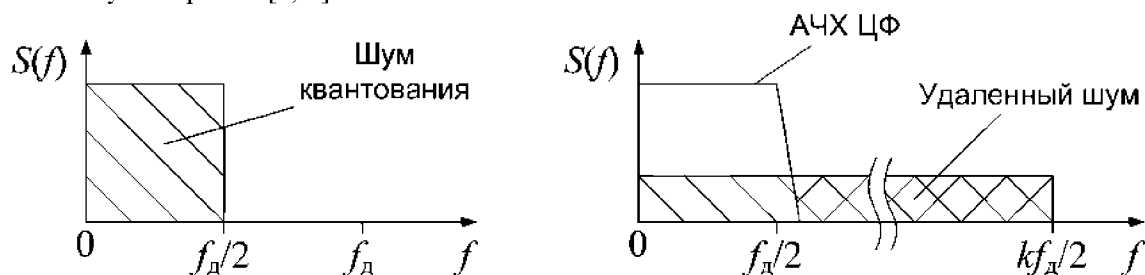


Рис. 1. Иллюстрация принципа передискретизации
 (« f_d » – частота дискретизации; « k » – коэффициент передискретизации)

Принято считать, что мощность шума квантования, приходящаяся на область полезного сигнала (от 0 до $f_d/2$), при передискретизации распределяется по большей полосе частот. Цифровой фильтр обеспечивает подавление всех частотных составляющих, выходящих за пределы полосы полезного сигнала. Таким образом, для гармонического входного сигнала, занимающего весь входной диапазон, отношение сигнал/шум «SNR» в полосе полезного сигнала определяется выражением [7]:

$$SNR = 3,52 + 12,04N + 20 \lg k, \text{ [дБ]} \quad (1)$$

где «N» – разрядность преобразователя. Следовательно, каждое удвоение частоты дискретизации увеличивает отношение сигнал/шум на 3,02 дБ [7].

Передискретизация в $\Sigma\Delta$ -АЦП, хотя и основывается на той же последовательности операций, имеет существенные отличия от описанной выше. В $\Sigma\Delta$ -АЦП преобразование происходит в две стадии: на первой – входное аналоговое напряжение преобразуется в бинарный поток данных; на второй – выборка бинарных данных посредством цифровой фильтрации преобразуется в итоговый цифровой отсчет. Первая операция осуществляется путем формирования непрерывной развертывающей функции «R(t)» поочередным интегрированием суммы или разности входного «U_x» и опорного «U₀» напряжений. Формирование суммы или разности осуществляется в тактах синхронизации фиксированной длительности «T₀». Смена знака опорного напряжения выполняется в начале каждого такта синхронизации, если на предыдущем такте «R(t)» изменила свой знак на противоположенный. Таким образом, на интервале преобразования $T_{пр} = MT_0$ ($T_{пр} = 1/f_d$) формируется один цифровой отсчет, соответствующий среднему значению входного напряжения на этом интервале (рис. 2). Значение коэффициента «M» зависит от конкретного исполнения микросхемы $\Sigma\Delta$ -АЦП, т.е. совокупности значений частоты дискретизации и разрешения по напряжению [2, 11, 12].

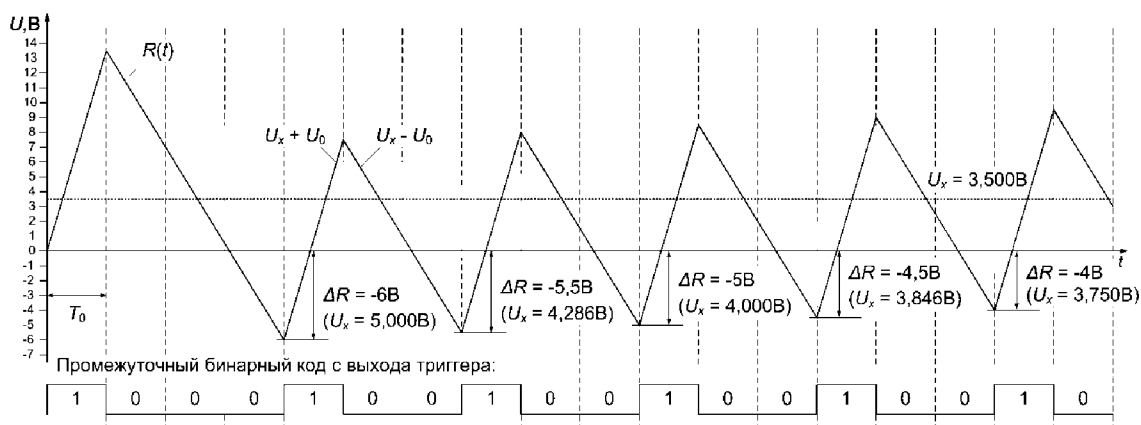


Рис. 2. Временная диаграмма работы $\Sigma\Delta$ -АЦП

Минимально возможное значение $M = 2$. Оно дает только один имеющий смысл результат $U_x = 0$. В АЦП мгновенных значений каждый промежуточный результат вычисляется с погрешностью $\Delta U = \pm q/2$ (где $q = U_0/2^N$ – единица младшего разряда), и результат усреднения любого их количества, очевидно, будет иметь в худшем случае такую же погрешность. Таким образом, передискретизация здесь выступает как инструмент минимизации отдельных шумовых составляющих и погрешности, связанной с явлением переноса спектров. В $\Sigma\Delta$ -АЦП доступное разрешение определяется выражением:

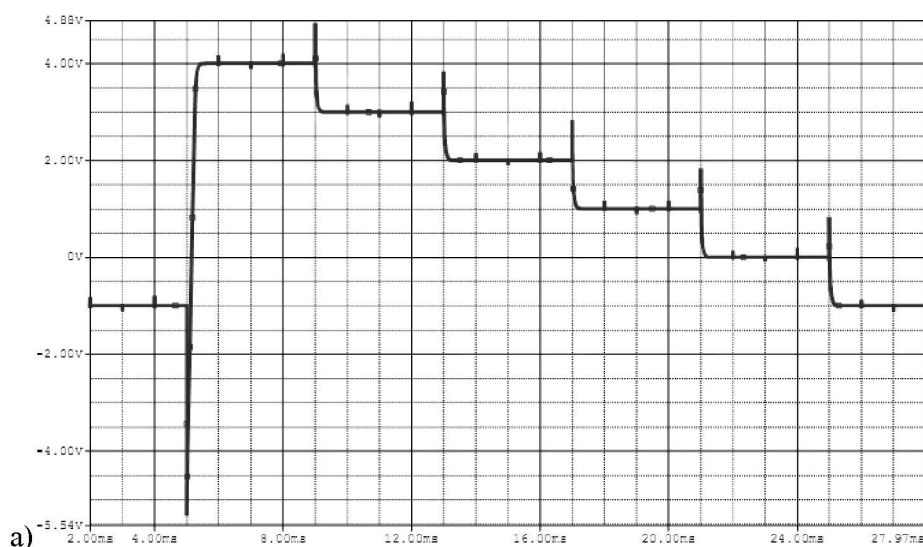
$$q = \frac{2U_0}{MT_0} = \frac{2U_0}{T_{пр}} \quad (2)$$

Следовательно, имея идеальную элементную базу (случай отсутствия инструментальных погрешностей АЦП), увеличение коэффициента « M » будет давать увеличение разрешающей способности преобразователя.

Естественно, что уменьшение величины « q » посредством увеличения « M » не эффективно – ввиду потери быстродействия. Поэтому производители $\Sigma\Delta$ -АЦП идут по пути уменьшения « T_0 » до предельно возможного для имеющейся элементной базы. Ограничением на уменьшение « T_0 » выступает быстродействие аналогового интегратора, так как остальные элементы структуры $\Sigma\Delta$ -АЦП (компаратор, одноразрядный ЦАП, «триггер-защелка», управляющая цифровая логика) имеют большой ресурс по быстродействию.

Интегратор в $\Sigma\Delta$ -АЦП может быть выполнен как непрерывным, например по классической схеме Миллера, так и на переключаемых конденсаторах [2, 8, 13]. Второе решение обеспечивает большее быстродействие, поэтому в современных устройствах используется преимущественно именно оно. Развертывающая функция становится непрерывно-дискретной и представляет собой последовательность вольт-секундных площадей. Формирование развертывающей функции выполняется в два этапа. На первом этапе на отдельных конденсаторах формируются вольт-секундные площади, соответствующие сумме или разности входного и опорного напряжений. На втором – осуществляется суммирование на интеграторе указанных вольт-секундных площадей.

Неизбежным следствием повышения быстродействия и количества коммутационных элементов в схеме интегратора в этом случае является увеличение высокочастотных импульсных помех. На рис. 3 приведены примеры эпюр напряжений, дающих качественное представление о формах непрерывно-дискретной развертывающей функции и импульсных помех. Временные диаграммы получены в САПР *Cadence OrCAD* с помощью имитационной модели интегратора, построенного на *PSpice*-моделях ОУ AD795, аналогового ключа ADG411, идеальных конденсаторов и идеальных источников напряжения.



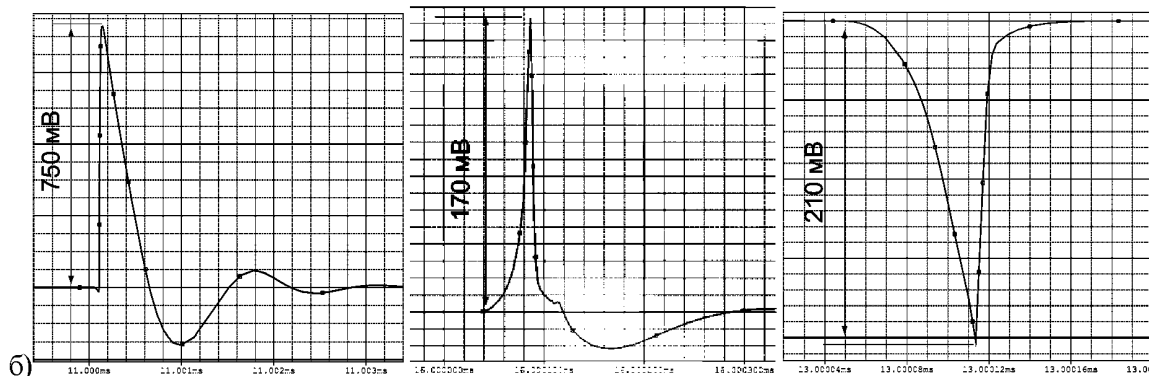


Рис. 3. Форма развертывающей функции (а) непрерывно-дискретного интегратора и импульсных помех (б) в суммирующей точке

В современных микросхемах $\Sigma\Delta$ -АЦП частоты работы интегратора на переключаемых конденсаторах доходят до 30МГц ($ADS1218 - 19,2$ МГц; $ADS1278-EP - 27$ МГц) [3, 4]. Необходимость минимизации влияния импульсных помех является одной из причин применения в $\Sigma\Delta$ -АЦП цифровых фильтров высоких порядков. Например, в микросхемах $ADS1218$, $ADS1158$, $AD7173-8$ используют цифровые фильтры 5-го порядка, с характеристикой $[\sin(x)/x]^P$, где «P» определяет порядок фильтра.

В классе $\Sigma\Delta$ -АЦП на непрерывных аналоговых интеграторах предлагается использовать две частоты передискретизации: первая ($F_0 = 1/T_0$) определяется быстродействием аналоговой части $\Sigma\Delta$ -АЦП, вторая ($f_0 > F_0$) – быстродействием цифровой части. В этом случае развертывающая функция должна формироваться следующим образом: подключение положительного/отрицательного опорного напряжения синхронизируется тактами фиксированной длительности « T_0 », а подключение отрицательного/положительного – дополнительными тактами фиксированной длительности $t_0 = T_0/l$, где $l = 2, 3, \dots$ – целое число и $t_0 = 1/f_0$. Такое решение возможно, поскольку компаратор имеет быстродействие примерно на один-два десятичных порядка больше, чем интегратор. Соответствующая временная диаграмма работы $\Sigma\Delta$ -АЦП приведена на рис. 4.

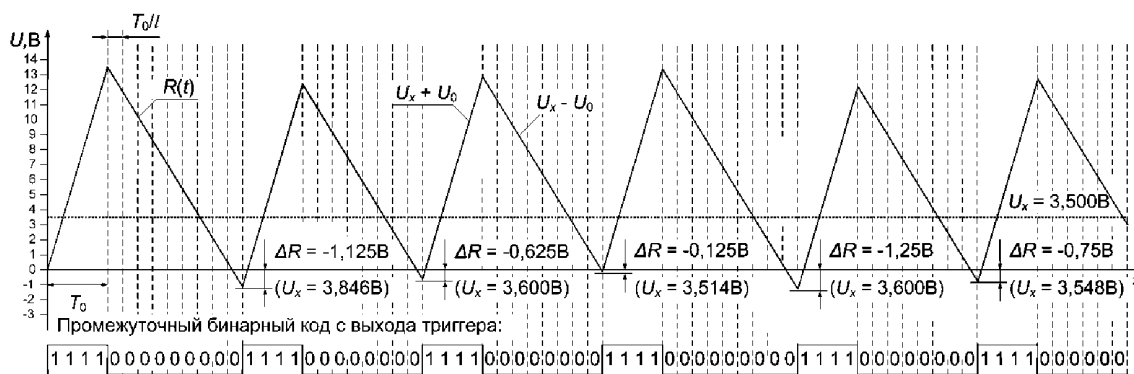


Рис. 4. Временная диаграмма работы $\Sigma\Delta$ -АЦП с предложенным способом реализации передискретизации ($l = 4$)

Сравнивая временные диаграммы на рис. 2 и 4, можно увидеть, что интервал интегрирования суммы « $U_x + U_0$ » одинаков и равен « T_0 », интервал интегрирования разности « $U_x -$

U_0 » при отличном от нуля положительном входном напряжении всегда будет больше « T_0 ». При $U_x = 0$, очевидно, оба интервала одинаковы и равны « T_0 ». Таким образом, в предложенном способе преобразования интегратор продолжает работать «в том же режиме быстродействия», что и в классическом.

Проанализируем эффективность предложенного способа с точки зрения методической погрешности квантования $\Sigma\Delta$ -АЦП. В соответствии с алгоритмом преобразования

осуществляется уравнивание значения $\int_0^{T_{\text{пр}}} U_x dt$ последовательностью значений $\sum_{i=1}^n \int_0^{T_0} U_0^+ dt$ и $\sum_{j=1}^m \int_0^{T_0} U_0^- dt$, где U_x – постоянное преобразуемое напряжение, « U_0^+ » и « U_0^- » – значения положительного и отрицательного опорных напряжений, « n » и « m » – целые числа. При этом интервал преобразования $T_{\text{пр}} = (n + m)T_0$.

Так как « U_x » может принимать бесконечно много значений, а все остальные величины конечны, то процесс полного завершения преобразования именно за время « $T_{\text{пр}}$ » может произойти только в конечном числе случаев. В остальных случаях имеет место методическая погрешность « ΔR ». Соответствующая этому математическая модель имеет следующий вид:

$$\int_0^{T_{\text{пр}}} U_x dt - \left[\sum_{i=1}^n \int_0^{T_0} U_0^+ dt + \sum_{j=1}^m \int_0^{T_0} U_0^- dt \right] = \begin{cases} 0 \\ \Delta R \end{cases} \quad (3)$$

Детализация математической модели (1) позволяет получить выражение, описывающее процесс формирования результата во временной области:

$$U_x = \frac{n - m}{n + m} U_0 + \frac{\Delta R}{n + m}, \quad (4)$$

где $U_0^+ = U_0^- = U_0$; $\Delta R = R(t_k) - R(t_n)$, « t_n » и « t_k » – моменты времени, соответствующие началу и концу интервала преобразования « $T_{\text{пр}}$ ».

Например, для $\Sigma\Delta$ -АЦП с пределом преобразования $U_0 = 10\text{В}$ и длительностью интервала преобразования $T_{\text{пр}} = 100T_0$ величина кванта согласно выражению (2) составит $q = 0,2\text{В}$. Таким образом, входные сигналы любой формы, у которых среднее значение $U_x = (n + m)q$, будут преобразованы без методической погрешности (т.е. $\Delta R = 0$). Во всех остальных случаях будет иметь место погрешность, равная $\Delta R/100$.

На временной диаграмме, представленной на рис. 2, в характерных точках приведены значения погрешности « ΔR » и соответствующие значения результатов преобразования « U_x ». Максимальное значение, равное $4U_0/(n + m)$, данной погрешности достигается при входном импульсном биполярном сигнале с амплитудой, стремящейся к « U_0 » [6, 9].

Аналогично для предложенного способа передискретизации можно записать:

$$\int_0^{T_{\text{пр}}} U_x dt - \left[\sum_{i=1}^r \int_0^{t_0} U_0^+ dt + \sum_{j=1}^v \int_0^{t_0} U_0^- dt \right] = \begin{cases} 0 \\ \Delta R \end{cases} \quad (5)$$

где $T_{\text{пр}} = (r + v)t_0$.

Учитывая, что $T_{\text{пр}} = \text{const}$ и $T_0 = lt_0$, получаем:

$$l(m + n) = r + v. \quad (6)$$

Отсюда следует, что количество точек, в которых происходит полное уравнивание входного напряжения, увеличивается по сравнению с известным алгоритмом $\Sigma\Delta$ -преобразования в « l » раз. Кроме того, в остальных точках входного диапазона, где имеет место погрешность квантования, ее размер также уменьшается в « l » раз по сравнению с известным способом. Для тех же значений « U_0 » и « $T_{\text{пр}}$ » из примера при $l = 4$ получим $q =$

0,05В. На временной диаграмме (рис. 4) для $\Sigma\Delta$ -АЦП с предложенным способом передискретизации аналогично рис. 2 приведены значения « ΔR » и « U_x » в характерных точках показанного интервала.

Графики изменения погрешности преобразования для классического $\Sigma\Delta$ -АЦП и $\Sigma\Delta$ -АЦП, реализующего предложенный способ передискретизации, полученные с помощью разработанных *Simulink*-моделей в среде *MATLAB*, приведены на рис. 5. Графики построены с помощью выражения (4) при нарастающем увеличении $(n + m)$, т.е. количества тактов « T_0 », входящих в интервал преобразования « $T_{пр}$ ».

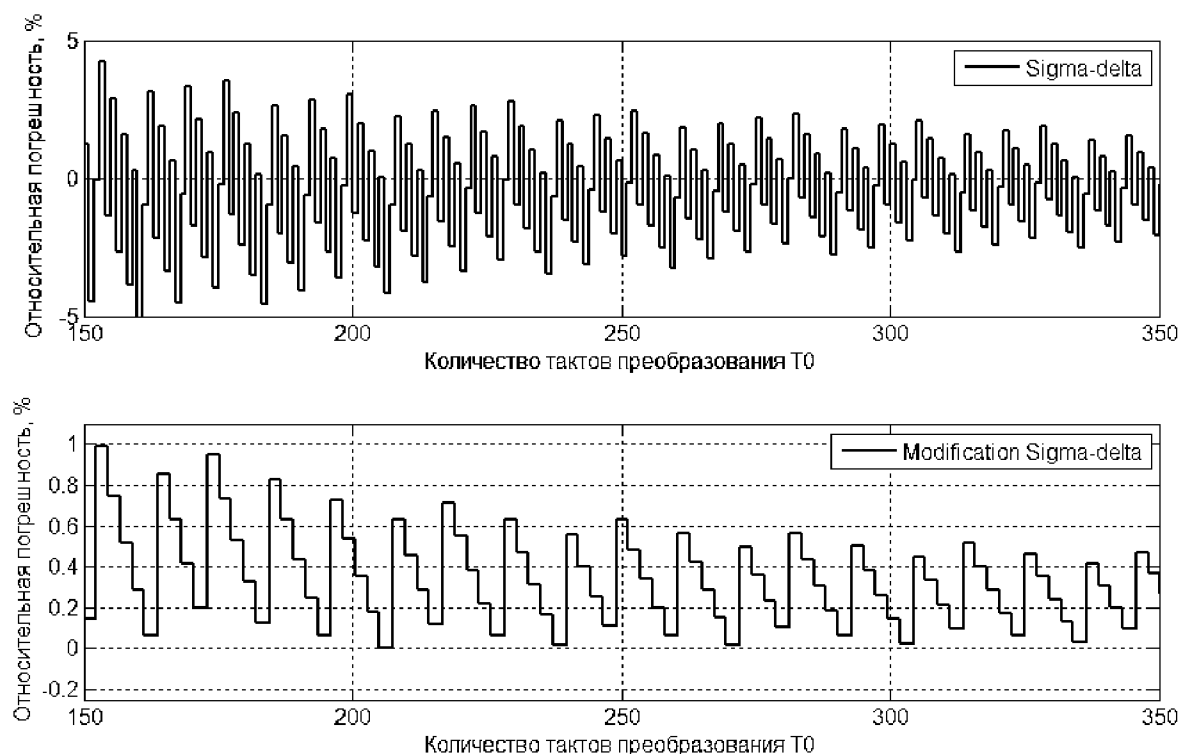


Рис. 5. Графики зависимостей относительной погрешности преобразования от длительности интервала преобразования ($U_x = 1,317В$; $U_0 = 10В$; $l = 4$)

Видно, что относительная погрешность преобразования в предложенном способе преобразования изменяется в существенно меньшем диапазоне. Например, в приведенном на рис. 5 примере в конце интервала $T_{пр} = 350T_0$ она изменяется в пределах от -2 до $+2$ % у известного и от 0 до $0,5$ % у предложенного способов.

Таким образом, предложенный способ реализации передискретизации в $\Sigma\Delta$ -АЦП на основе непрерывных интеграторов позволяет управлять «обменом» точности на быстродействие преобразователя в зависимости от задач предметной области. Предложенный способ может быть полностью реализован на стандартной элементной базе $\Sigma\Delta$ -АЦП и не требует ее усложнения – это можно считать существенным преимуществом. Важно отметить, что применение непрерывных интеграторов, в отличие от интеграторов на переключаемых конденсаторах, обеспечивает сокращение импульсных помех в схеме.

Список литературы

1. Брумштейн Ю. М. Системный анализ направлений и особенностей информатизации сферы здравоохранения России / Ю. М. Брумштейн, Е. В. Скляренко, А. С. Мальвина, Ю. Ю. Аксенова, А. Б. Кузьмина // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. – 2013 – № 4. – С. 73–86.
2. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование : пер. с англ. / У. Кестер ; под ред. Е. Б. Володина. – Москва : Техносфера, 2007. – 1016 с.
3. Texas Instruments. – Available at: <http://www.ti.com> (accessed 19.01.2014).
4. Analog Devices. – Available at: <http://www.analog.com> (accessed 19.01.2014).
5. Пискаев К. Ю. Анализ проблемы повышения точности интегрирующих аналого-цифровых преобразователей / К. Ю. Пискаев // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Технические науки. – 2013. – № 1 (37). – С. 227–230.
6. Чувькин Б. В. $\Sigma\Delta$ -АЦП: синтез одноконтурных структур / Б. В. Чувькин, Э. К. Шахов, В. Н. Ашанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 1. – С. 91–106.
7. Шахов Э. К. $\Sigma\Delta$ -АЦП: Процессы передискретизации, шейпинга шума квантования и децимации / Э. Шахов // Датчики и системы. – 2006. – № 11. – С. 50–57.
8. Шахов Э. К. $\Sigma\Delta$ -АЦП: Структуры с многоуровневым квантователем и многокаскадные структуры / Э. К. Шахов, В. Н. Ашанин // Датчики и системы. – 2007. – № 1. – С. 52–59.
9. Шахов Э. К. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения / Э. К. Шахов, В. Д. Михотин. – Москва : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.
10. Хоровиц П. Искусство схемотехники : в 2 т. / П. Хоровиц, У. Хилл. – Москва : Мир, 1986. – Т. 1. – С. 598.
11. Candy J. C. The Structure of Quantization Noise from Sigma-delta Modulation / J. C. Candy, O. J. Benjamin // IEEE Trans. Commun. – 1981. – Vol. COM-29. – P. 1316–1323.
12. Galton I. Delta-Sigma Modulator Based A/D Conversion without Oversampling / I. Galton, H. T. Jensen // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. – 1995. – Vol. 12, № 7. – P. 773–784.
13. Norsworthy St. R. Delta-Sigma Data Converters: Theory, Design and Simulation / St. R. Norsworthy, R. Schreier, G. C. Temes. – IEEE Computer Society Press, 1996. – 476 p.

References

1. Brumshteyn Yu. M., Sklyarenko Ye. V., Malvina A. S., Aksenova Yu. Yu., Kuzmina A. B. Sistemyy analiz napravleniy i osobennostey informatizatsii sfery zdavookhraneniya Rossii [System analysis of trends and characteristics of informatization in the health sphere of Russia]. *Prikaspiyskiy zhurnal: upravlenie i vysokie tekhnologii* [Caspian Journal: Management and High technologies], 2013, no. 4, pp. 73–86.
2. Kester U., Ye. B. Volodina (ed.) *Analogo-tsifrovoye preobrazovanie* [Analog-to-digital conversion]. Moscow, Tekhnosfera, 2007. 1016 p.
3. Texas Instruments. Available at: <http://www.ti.com> (accessed 19 January 2014).
4. Analog Devices. Available at: <http://www.analog.com> (accessed 19 January 2014).
5. Piskaev K. Yu. Analiz problemy povysheniya tochnosti integriruyushchikh analogo-tsifrovyykh preobrazovateley [Analysis of the problem of increasing the accuracy of integrating analog-to-digital converters]. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Seriya: Tekhnicheskie nauki* [Bulletin of Samara State Technical University. Series: Engineering], 2013, no. 1 (37), pp. 227–230.
6. Chuvykin B. V., Shakhov E. K., Ashanin V. N. $\Sigma\Delta$ -АТСП: синтез одноконтурных структур [$\Sigma\Delta$ -ADC: synthesis of single-loop structures]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [News of Higher Educational Institutions. The Volga Region. Engineering], 2007, no. 1, pp. 91–106.
7. Shakhov E. K. $\Sigma\Delta$ -АТСП: Процессы передискретизации, шейпинга шума квантования и децимации [$\Sigma\Delta$ -ADC: oversampling, quantization noise shaping, and subsampling]. *Datchiki i sistemy* [Sensors and Systems], 2006, no. 11, pp. 50–57.
8. Shakhov E. K., Ashanin V. N. $\Sigma\Delta$ -АТСП: Структуры с многоуровневым квантователем и многокаскадные структуры [$\Sigma\Delta$ -ADC: Structures with a multilevel quantizer and multistage structures]. *Datchiki i sistemy* [Sensors and Systems], 2007, no. 1, pp. 52–59.

9. Shakhov E. K., Mikhotin V. D. *Integriruyushchie razvertyvayushchie preobrazovateli napryazheniya* [Integrating deploying voltage converters]. Moscow, Energoatomizdat, 1986. 144 p.
10. Khorovits P., Khill U. *Iskusstvo skhemotekhniki* [The art of circuit engineering], in 2 vol. Moscow, Mir, 1986, vol. 1. 598 p.
11. Candy J. C., Benjamin O.J. The Structure of Quantization Noise from Sigma-delta Modulation. *IEEE Trans. Commun.*, 1981, vol. COM-29, pp. 1316–1323.
12. Galton I., Jensen H. T. Delta-Sigma Modulator Based A/D Conversion without Oversampling. *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1995, vol. 12, no. 7, pp. 773–784.
13. Norsworthy St. R., Schreier R., Temes G. C. *Delta-Sigma Data Converters: Theory, Design and Simulation*. IEEE Computer Society Press, 1996. 476 p.