

## Раздел II. Сложнофункциональные блоки смещенных систем на кристалле

УДК 621.372

М.С. Цыбин

### АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ РАДИАЦИОННО СТОЙКИХ СФ БЛОКОВ

*Для многоканальных смешанных СнК предложен импульсно-потенциальный принцип АЦ-преобразования, позволяющий многократно уменьшить число прецизионных пассивных и аналоговых активных компонентов. Рассмотрены основные составляющие погрешности такого вида преобразования и показано, что потенциальная точность в ряде случаев превосходит традиционные АЦП. Предложены варианты развития структуры, показана целесообразность использования в таких интерфейсах мультидифференциальных операционных усилителей. Приведены результаты моделирования принципиальной схемы АЦП на компонентах радиационно стойкого АБМК.*

*Аналого-цифровой преобразователь (АЦП); системы на кристалле (СнК); сложно-функциональные блоки (СФ блоки).*

M.S. Tsibin

### ANALOG-DIGITAL CONVERTER FOR STABLE FROM RADIATION COMPLEX-FUNCTION BLOCKS

*For multichannel mixed SoC pulse-potential principle analog-digital conversions is offered, allowing repeatedly to reduce number of precision passive and analogue active components. The basic making errors of such kind of transformation are considered and is shown, that potential accuracy in some cases surpasses traditional digital-analog converter. Variants of development of structure are offered, the expediency of use in such interfaces of multidifferential operational amplifiers is shown. Results of modelling of basic scheme analog-digital converter on components stable from radiation ABMC are resulted.*

*Analog-digital converter (ADC); system on chip(SoC);complex-function blocks(CF blocks).*

Создание смешанных систем на кристалле (СнК), обеспечивающих в конечной РЭА, в частности, ее взаимодействие с внешними источниками непрерывных сообщений, предполагает построение для конкретных технологий аналого-цифровых интерфейсов, осуществляющих полный цикл преобразования аналоговых сигналов сенсорных элементов. Традиционный даже для мирового лидера (Texas Instruments) подход связан с воспроизведением в отдельных узлах таких сложнофункциональных блоков (СФ блоки СнК) традиционных этапов синфазного согласования, масштабирования дифференциальных составляющих, ограничения спектра частот и аналого-цифровое преобразование. Однако обеспечение даже невысокой точности преобразования требует применения большого числа прецизионных резистивных, емкостных и полупроводниковых компонентов. Именно поэтому необходимость мультиплексирования отдельных каналов существенно уменьшает производительность СнК на этапе ввода и АЦ-преобразования. В на-

стоящей работе предлагается решение указанной задачи на базе принципа частотного (импульсного) преобразования исходных физических величин (рис. 1).

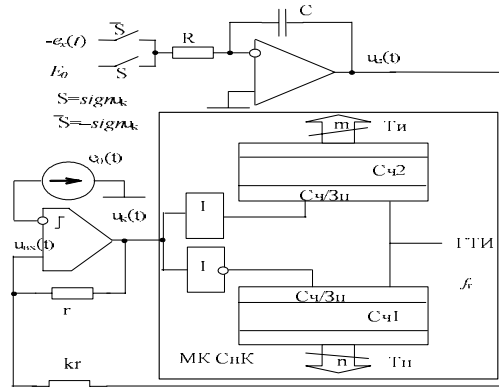


Рис. 1. Структурная схема АЦП импульсно-потенциального типа

В этом случае преобразование длительности паузы ( $T_{п}$ ) и длительности импульса ( $T_{и}$ ) в цифровой код осуществляется в счетчиках СТ1 и СТ2 разрядности  $n+m$  с методической погрешностью, определяемой периодом тактовых импульсов ( $2T_{и}$ ) кварцевого генератора. При этом из структуры порта ввода исключаются собственно АЦП и ограничитель спектра входного аналогового сигнала. Однако потенциально высокая точность преобразования достигается низкой погрешностью  $T_{п}$  и  $T_{и}$ , вызванной действием параметров аналоговых компонентов схемы импульсного преобразователя (рис. 2).

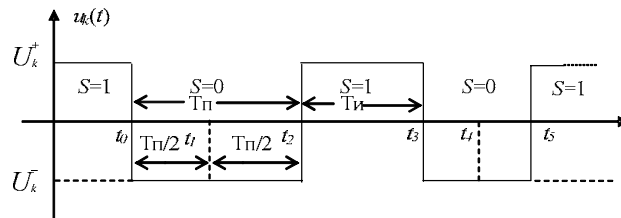


Рис. 2. Базовая временная диаграмма работы АЦП

Важным свойством такой структуры является возможность прямого доступа к памяти контроллера при любом числе каналов изделия, а также их параллельная работа вместе с МК. Приводимые ниже исследования и направлены на решение этой основной задачи.

Повышение точности АЦ - преобразования в анализируемой структуре достигается интегрированием измеряемого напряжения  $e_x(t)$  на интервале формирования отрицательного импульса компаратора напряжения (рис. 3) [2]. На интервале  $\{0, t_0\}$  ( $S=1, u_c(0) = 0, u(t) = E_{on}$ ) осуществляется запуск схемы и формирование в интеграторе начальных условий, необходимых для измерения  $e_x(t)$ , поэтому время запуска схемы определяется из соотношения

$$t_0 = \tau \left( U^+ k / E_{on} + e_0 (1+k) / E_{on} \right), \quad (1)$$

где  $\tau=RC$ .

В период паузы  $\{t_0, t_2\}$  ( $S=0$ ,  $U(t) = -(e_o + e_x)$ ) выполняется преобразование измеряемого напряжения  $e_x(t)$  в длительность отрицательного импульса ( $T_n$ )

$$T_n = \tau k \frac{U^- + U^+}{e_x(t)}, \quad (2)$$

причем, если на этом интервале  $e_x(t)$  изменяется со скоростью  $V$

$$e_x(t) = e_{x0} + Vt, \quad (3)$$

то измеряемая величина соответствует времени, определяемому «центром» паузы

$$e_x(t) = e_x(t_1) = e_x(t_0 + T_n/2).$$

Этап формирования положительного импульса  $\{t_2, t_3\}$  обеспечивает восстановление начальных условий (1), необходимых для измерения  $e_x(t)$ , и позволяет осуществить коррекцию результатов преобразования. Действительно,

$$T_u = \tau k \frac{U^- + U^+}{E_{on}} \quad (4)$$

поэтому, как это следует из (2) и (4),

$$T_n = T_u \frac{E_{on}}{e_x(t)}, \quad e_x(t) = \frac{T_n}{T_u} E_{on}. \quad (5)$$

Таким образом, жесткая корреляция длительности импульсов на каждом периоде ( $T = T_u + T_n = t_3 - t_0$ ) позволяет практически исключить влияние пассивных элементов на точность АЦ-преобразования.

Для измерения величины в пределах  $e_x = 0$  можно на вход интегратора на этапе формирования паузы подавать сумму  $e_x = e_x + E_{on}$ . В этом случае, как видно из (5)

$$e_x = E_{on} \frac{T_u - T_n}{T_n}, \quad (6)$$

что влечет за собой увеличение погрешности. Действительно,

$$S_{T_u}^{e_x} = -S_{T_n}^{e_x} = \frac{T_n}{T_u - T_n}, \quad (7)$$

поэтому условие  $m > n$  является обязательным. Для реализации такого случая можно использовать реверсивные счетчики, либо пользоваться арифметическими операциями в АЛУ собственно МК.

Истинные значения измеряемой величины находятся на середине длительности паузы (3), то можно произвести оценку производных. Производная измеряемой величины в таком случае будет определяться соотношением (8).

$$\dot{e}_x(t_2) = \frac{e_x(t_4) - e_x(t_1)}{t_4 - t_1}. \quad (8)$$

Преобразование длительностей указанных импульсов в двоичный код ( $\vec{X}_u$ ) осуществляется счетчиками Сч1 и Сч2, при этом абсолютная погрешность преобразования и в первом, и во втором случаях определяется периодом ( $2t_u$ ) генератора тактовых импульсов (ГТИ)

$$\Delta T_u = -2t_u, \quad \Delta T_n = -2t_u \quad (9)$$

и является "односторонней". Относительная погрешность преобразования  $T_n$  и  $T_u$  определяется разрядностью используемых двоичных счетчиков  $n$  и  $m$ . При этом

$$T_u = 2^m \cdot 2t_u, \quad T_{nmax}(e_{xmin}) = 2^n \cdot 2t_u, \quad T_{nmin}(e_{xmax}) = 2^q \cdot 2t_u, \quad (10)$$

где  $q$  – число используемых разрядов Сч1, соответствующих максимальной величине измеряемого напряжения.

Как следует из (5), параметрическая чувствительность  $e_x(t)$  определяется следующими соотношениями:

$$S_{T_u}^{e_x} = 1; \quad S_{T_n}^{e_x} = -1; \quad S_{E_0}^{e_x} = 1, \quad (11)$$

поэтому

$$\frac{\Delta e_x}{e_x} = \frac{\Delta T_u}{T_u} - \frac{\Delta T_n}{T_n}. \quad (12)$$

Следовательно, при  $n=m$  и минимальном значении измеряемой величины погрешность преобразования  $e_x$  не превышает  $1/2^n$  и соответствует традиционным для АЦП оценкам.

Характер функциональной зависимости корректирующего интервала  $T_u$  (4) также показывает, что на этапе схмотехнического проектирования можно за счет параметрической оптимизации реализовать условие  $m=q$  и, следовательно, увеличить динамический диапазон измеряемой величины

$$DD = 2^{n-q} \quad (13)$$

без потери точности преобразования.

Потенциально высокие метрологические качества импульсно-потенциальных АЦП требуют специального подхода к схмотехническому проектированию его базовых узлов. В первую очередь взаимосвязь интервалов (2) и (4) невозможна без высококачественных проходных ключей  $S$  и  $\bar{S}$  (рис. 3). Для современного этапа развития технологии полупроводниковых компонентов наиболее эффективное решение проблемы осуществляется на базе мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) [4], когда дифференциальные входы 1 и 2 (рис. 3) используются автономно в режиме интегрирования  $E_{on}$  и  $e_x(t)$ .

На базе компонентов радиационно стойкого АБМК [8] создана принципиальная схема АЦП, воспроизводящая структуру, показанную на рис. 3. Здесь аналоговый компаратор управляет состоянием двух аналоговых мультиплексоров АМ1 и АМ2, которые обеспечивают реализацию проходных ключей (АМ1) и формируют необходимый уровень амплитуды импульсов (АМ2). Такая особенность реализации позволяет повысить потенциальное быстродействие АЦП за счет уменьшения времени фронта. В качестве мультиплексоров использовались специально разработанные МОУ с повышенным коэффициентом ослабления синфазного сигнала, направленного на повышение точности формирования входного напряжения инте-

гратора [3]. При создании аналогового интегратора использовали специальный тип ОУ, позволяющий реализовать высокую точность этого преобразования.

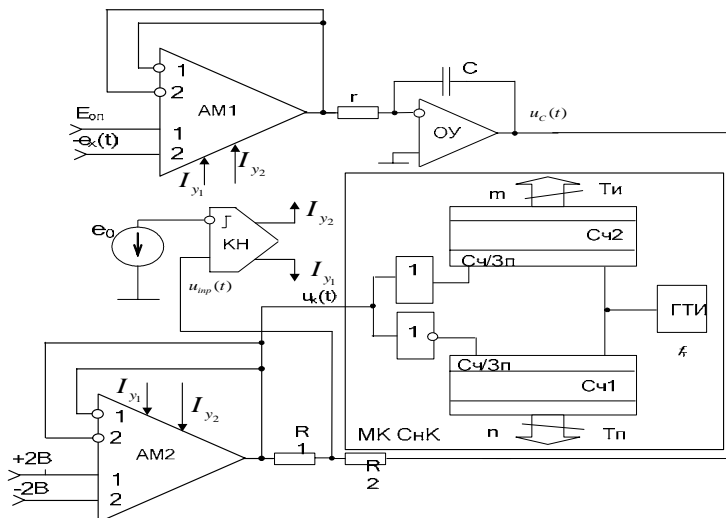


Рис. 3. Структурная схема АЦП импульсно-потенциального типа

В структурной схеме (см. рис. 3) в роли формирователя выступает АМ, который с периодичностью, задаваемой компаратором, переключает плечи ДК АМ для формирования прямоугольных импульсов ( $U_k$ ), по длительности которых и вычисляется измеряемая величина (5).

При моделировании разработанной схемы (рис. 3) используется 16-разрядный синхронный счетчик, на базе JK-триггеров, для измерения длительности импульса ( $T_n$ ) и паузы ( $T_p$ ).

Таблица 1

**Результаты моделирования АЦП при  $e_{x0}=2\sin(40\pi t)$ В ( $E_{оп}=2$ В) с учетом напряжения гистерезиса**

№ измерения	№ <sub>и</sub>	T <sub>и</sub> ,мс	t <sub>1</sub> ,мс	№ <sub>п</sub>	T <sub>п</sub> ,мс	e <sub>x0</sub> ,В	e <sub>x</sub> , В	δ, %
1	1000	1	4,7095	1789	1,789	1,116	1,118	0,198
2	1000	1	7,239	1266	1,266	1,579	1,58	0,074
3	1000	1	9,412	1078	1,078	1,851	1,855	0,215
4	1000	1	11,457	1008	1,008	1,983	1,984	0,065
5	1000	1	13,463	1006	1,006	1,985	1,988	0,136
6	1000	1	15,509	1074	1,074	1,859	1,862	0,187
7	1000	1	17,675	1254	1,254	1,592	1,595	0,195
8	1000	1	20,181	1754	1,754	1,138	1,14	0,156

Приведенные погрешности в табл. 1 хорошо согласуются с точностью применяемого метода.

Показанное выше устройство (см. рис. 3), в отличие от существующих, позволяет произвести вычисление производной измеряемой величины по соотношению (8). Результаты таких вычисления сведены в табл. 2.

Таблица 2

**Результаты моделирования АЦП и вычисления производной измеряемой величины при  $e_{x0}=2\sin(40\pi t)$  В**

N измерения	$t_i$ , мс	$e_x$ , В	$e'_{x0}$ , В/с	$e'_x$ , В/с	$\delta$ , %
1	4,7095	1,118	-	-	-
2	7,239	1,58	0,1838	0,1826	0,649
3	9,412	1,855	0,1259	0,1268	0,717
4	11,457	1,984	0,0645	0,063	2,384
5	13,463	1,988	$1,263 \cdot 10^{-3}$	$1,966 \cdot 10^{-3}$	35,755
6	15,509	1,862	-0,0621	-0,0615	0,897
7	17,675	1,595	-0,1236	-0,1234	0,169
8	20,181	1,14	-0,1816	-0,1814	0,123

Сравнение результатов вычисления производной и результатов вычисления исходной величины показывает, что точность этих преобразований хорошо согласуется с погрешностью метода преобразования. Так, из табл. 2 следует, что измерение производных малых величин характеризуется большой погрешностью.

Полученные результаты позволяют сделать ряд важных для развития современных микроэлектронных средств систем управления и технической диагностики.

Во-первых, в функциональном отношении использование импульсно-потенциальных интерфейсов позволяет:

- ◆ обеспечить за счет частотного выхода простыми аппаратными средствами связь с достаточно удаленными сенсорными элементами;
- ◆ осуществлять регулярный мониторинг доминирующих параметров преобразователей;
- ◆ организовать асинхронный ввод результатов измерения в специальные области памяти микроконтроллера;
- ◆ существенно сократить число внешних прерываний в СнК и повысить потенциальное быстродействие системы в целом;
- ◆ осуществить оценку производных.

Во-вторых, с точки зрения технологии производства не только микро-, но и мини-систем полученные результаты позволяют:

- ◆ полностью исключить из структуры собственно микроконтроллера технологически сложные (не масштабируемые) аналоговые активные компоненты;
- ◆ в качестве опорных (базовых) источников использовать только один природно-высокостабильный кварцевый резонатор;
- ◆ заметно упростить прямой доступ к ОЗУ источников основных сообщений и упростить прерывания по результатам измерения;
- ◆ полностью исключить из аналого-цифрового тракта преобразования ограничители спектра (фильтры), прецизионные резистивные элементы, АЦП и, следовательно, существенно уменьшить "компонентную нагрузку" на аналоговую часть сенсорного интерфейса и этим создать предпосылки для его производства, например, в радиационно стойком варианте;
- ◆ учесть базовый комплекс ограничений отечественного технологического оборудования при разработке полной номенклатуры принципиальных схем и обеспечить производство широкого класса отечественных смешанных СнК.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутччинский С.Г. Смешанные системы на кристалле для систем автоматического управления и технической диагностики // Сб. трудов МЭС-06, 2006. – С. 217-222..
2. Крутччинский С.Г. Аналого-цифровые интерфейсы микроконтроллерных адаптивных регуляторов циклического типа для объектов электроэнергетики // Известия РАН "Автоматика и телемеханика". – 2006. – № 5. – С. 163-174.
3. Крутччинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника. Международный научно-технический журнал "Электроника и связь". – 2004. – № 20. – С. 37-45.

**Цыбин Михаил Сергеевич**

Технологический институт федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: mc\_tsibin@gmail.com.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 88634311310.

**Tsibin Mixail Sergeevich**

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: mc\_tsibin@gmail.com.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: 88634311310.

УДК 621.372

**А.Е. Титов**

**ДВУХКАНАЛЬНЫЕ ПРЕЦИЗИОННЫЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ  
УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ РАДИАЦИОННО СТОЙКИХ СИСТЕМ  
НА КРИСТАЛЛЕ**

*Рассматриваются результаты проектирования структурно-оптимальных принципиальных схем инструментальных усилителей с низким коэффициентом передачи синфазного напряжения. Показано, что использование в их структурах мультидифференциальных операционных усилителей позволяет минимизировать влияние резистивных элементов на коэффициент передачи синфазного сигнала при реализации необходимого дифференциального коэффициента усиления. Приводятся результаты моделирования набора принципиальных схем, реализованных на компонентах радиационно стойкого АБМК.*

*Системы на кристалле (СнК); инструментальные усилители (ИУ); коэффициент передачи синфазного сигнала (Ксн).*

**A.E. Titov**

**TWO-CHANNEL PRECISION TOOL AMPLIFIERS  
FOR RADIATION-PROOF SYSTEM ON CHIP**

*Results of designing of structurally optimum basic schemes of tool amplifiers with low factor of transfer of inphase pressure are considered. It is shown that use in their structures of multi-differential operational amplifiers allows to minimise influence of resistive elements on factor of transfer of an inphase signal at realisation of necessary differential factor of strengthening. Results of modelling of a set of the basic schemes realised on components of a radiating-proof ABMC are resulted.*

*System on chip (SoC); tool amplifiers (TA); factor of transfer of an inphase signal.*