

# Аналого-цифровые преобразователи радиационно-стойких СФ блоков

М.С. Цыбин

ЦП СБИС "система на кристалле" при ТТИ ЮФУ, МНТЦ "МикАн", mishka\_007\_88@mail.ru

**Аннотация** — Для многоканальных смешанных СнК выполнена схмотехническая разработка импульсно-потенциального АЦП с минимальным числом пассивных и активных компонентов. Рассмотрены основные составляющие погрешности такого вида преобразования и показано, что потенциальная точность в ряде случаев превосходит традиционные АЦП. Показана целесообразность использования в таких интерфейсах мультидифференциальных операционных усилителей. Приведены результаты моделирования принципиальной схемы АЦП на компонентах радиационно-стойкого АБМК.

**Ключевые слова** — Системы на кристалле (СнК), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), сложно-функциональные блоки (СФ блоки).

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Создание смешанных систем на кристалле (СнК), обеспечивающих в конечной РЭА 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 сложно-функциональных 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 настоящей работе рассмотрено решение указанной задачи на базе принципа частотного (импульсного) преобразования исходных физических величин [1].

## II. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИМПУЛЬСНО-ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ТИПА

Существенное повышение точности вычисления, при одновременном упрощении аналоговых портов ввода и преобразования аналоговых величин, возможно при пересмотре принципа АЦ-преобразования,

когда используется жесткая корреляция опорных источников (баз сравнения). На рис. 1 приведена архитектура контроллера смешанной СнК, ориентированная на обработку сигналов импульсных датчиков [2].

В этом случае преобразование длительности паузы ( $T_n$ ) и длительности импульса ( $T_i$ ) в цифровой код осуществляется в счетчиках  $Ст1$  и  $Ст2$  (рис. 1) разрядности  $n+m$  с методической погрешностью, определяемой периодом тактовых импульсов ( $2t_{ти}$ ). При этом из структуры порта ввода ( $АП_k$ ) исключаются АЦП и ограничитель спектра входного аналогового сигнала. Потенциально высокая точность преобразования достигается низкой погрешностью  $T_n$  и  $T_i$ , вызванной действием параметров аналоговых компонентов схемы импульсного преобразователя. Важным свойством такой структуры является возможность прямого доступа к памяти контроллера при любом числе входных каналов, а также их параллельная работа вместе с микроконтроллером (МК) [2].

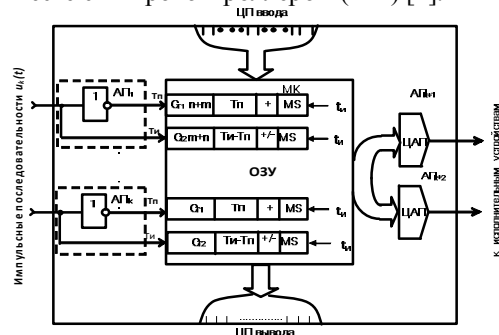


Рис. 1. Архитектура SoC-контроллера для датчиков импульсного типа

Повышение точности АЦ-преобразования в анализируемой структуре (рис. 1) достигается интегрированием измеряемого напряжения  $e_x(t)$  на интервале формирования отрицательного импульса компаратора напряжения  $u_k(t)$  (рис. 2) [2].

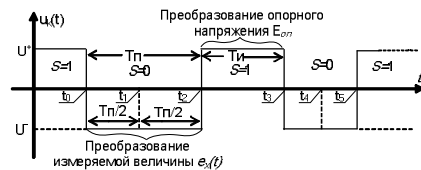


Рис. 2. Базовая временная диаграмма работы АЦП

На интервале  $\{0, t_0\}$  ( $S=1, u_c(0) = 0, u(t) = E_{on}$ ) осуществляется запуск схемы и формирование в интеграторе

ре (рис. 3) начальных условий, необходимых для измерения  $e_x(t)$ , поэтому время запуска схемы определяется из соотношения:

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

где  $\tau=RC$ .

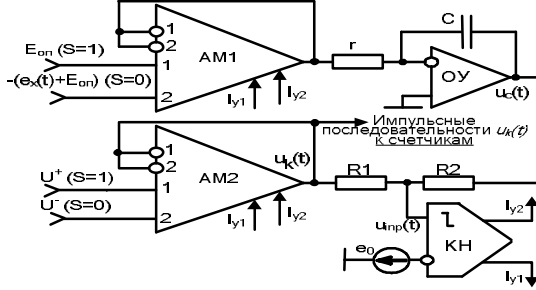


Рис. 3. Структурная схема АЦП импульсно-потенциального типа

В период паузы  $\{t_0, t_2\}$  ( $S=0$ ,  $u(t) = -(E_{on} + e_x + e_0)$ ) выполняется преобразование измеряемого напряжения  $e_x(t)$  в длительность отрицательного импульса ( $T_n$ )

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

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

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

то измеряемая величина соответствует времени, определяемое "центром" паузы:

$$e_x(t) = e_x(t_1) = e_x(t_0 + T_n/2). \quad (4)$$

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,

$$T_u = \tau \cdot k \cdot \frac{U^- + U^+}{E_{on}} \quad (5)$$

поэтому, как это следует из (2) и (5),

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

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.

Структурное соотношение (6) показывает, что чувствительность определяется следующим соотношением:

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

поэтому условие  $m > n$  является обязательным. Приведенное соотношение показывает, что преобразование "малых" величин  $e_x(t)$  сопровождается увеличением чувствительности (7) и, следовательно, погрешности

вычисления. Для повышения точности в структуре ОЗУ МК (рис. 1) счетчики Ст2 необходимо реализовать в двухканальном варианте, причем один из каналов должен работать в реверсивном режиме. Перевод счетчика из режима суммирования в режим вычитания осуществляется отрицательным фронтом  $u_k(t)$ . Тогда в первом канале счетчика фиксируется длительность  $T_n$ , а во втором –  $T_u - T_n$ . В этом случае

$$S_{T_u - T_n}^{e_x} = -S_{T_n}^{e_x} = 1 \quad (8)$$

поэтому вычисление  $e_x(t)$  не сопровождается увеличением погрешности, которая сохраняет свое методическое значение ( $2t_u$ ).

Истинные значения измеряемой величины находятся на середине длительности паузы (4), поэтому при необходимости можно произвести оценку или вычисление производных измеряемых величин. Действительно,

$$\dot{e}_x(t_c) = (e_x(t_4) - e_x(t_1)) / (t_4 - t_1) \quad (9)$$

где  $t_c = t_1 + (t_4 - t_1)/2$ .

Преобразование длительностей указанных импульсов в двоичный код осуществляется счетчиками Ст1 и Ст2, при этом абсолютная погрешность преобразования и в первом, и во втором случаях определяется периодом ( $2t_u$ ) генератора тактовых импульсов (ГТИ)

$$\Delta T_u = -2t_u, \quad \Delta T_n = -2t_u \quad (10)$$

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

$$T_u = 2^m \cdot 2t_u, \quad T_{n \max}(e_{x \min}) = 2^n \cdot 2t_u, \quad T_{n \min}(e_{x \max}) = 2^q \cdot 2t_u \quad (11)$$

где  $q$  – число используемых разрядов Ст1, соответствующих максимальной величине измеряемого напряжения.

К систематической составляющей погрешности также можно отнести гистерезис компаратора напряжения. Как показывает анализ схемы (рис. 3), влияние этого фактора на длительность импульса определяется из следующего соотношения:

$$\Delta T_u = (1+k)\tau \frac{\Delta U_k^+ - \Delta U_k^-}{E_{on}}; \quad \Delta T_n = (1+k)\tau \frac{\Delta U_k^+ - \Delta U_k^-}{E_{on} + e_x(t)} \quad (12)$$

где  $\Delta U_k^-$  и  $\Delta U_k^+$  – пороговые напряжения аналогового компаратора.

Измерение производных "малых" величин характеризуется большой погрешностью. Действительно

$$S_{T_n}^{e_x} = (b_i + 2b_{i+1} + 2 - c_i \cdot b_{i+1}) / A, \quad (13)$$

$$S_{T_{n+1}}^{e_x} = (2b_i + b_{i+1} + 2 - c_i \cdot b_i) / A, \quad (14)$$

$$S_{T_u}^{e_x} = (T_n + T_{n+1}) / (T_n + T_{n+1} + 2T_u) \quad (15)$$

где  $b_i = T_n / T_u$ ,  $b_{i+1} = T_{n+1} / T_u$ ,  $c_{i+1} = T_{n+1} / T_n$ ,  $A = (1 + c_{i+1}) \cdot (b_i + b_{i+1} + 2)$ .

Поэтому

$$\frac{\Delta \dot{e}_x}{\dot{e}_x} = \sqrt{\left( S_{T_{n_i}}^{\dot{e}_x} \cdot \frac{\Delta T_{n_i}}{T_{n_i}} \right)^2 + \left( S_{T_{n_{i+1}}}^{\dot{e}_x} \cdot \frac{\Delta T_{n_{i+1}}}{T_{n_{i+1}}} \right)^2 + \left( S_{T_u}^{\dot{e}_x} \cdot \frac{\Delta T_u}{T_u} \right)^2} \cdot (16)$$

Потенциально высокие метрологические качества импульсно-потенциальных АЦП требуют специального подхода к схемотехническому проектированию его базовых узлов. В первую очередь взаимосвязь интервалов (2) и (5) невозможна без высококачественных проходных ключей. Для современного этапа развития технологии полупроводниковых компонентов наиболее эффективное решение проблемы осуществляется на базе мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) [3], когда дифференциальные входы 1 и 2 (рис. 3) используются автономно в режиме интегрирования  $E_{on}$ , ( $S=1$ ) или  $-(e_x(t)+E_{on})$ , ( $S=0$ ).

### III. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АЦП ИМПУЛЬСНО-ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ТИПА

На базе компонентов радиационно-стойкого АБМК [4] создана принципиальная схема АЦП, воспроизводящая структуру, показанную на рис. 3. Здесь аналоговый компаратор (КН) 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  $u_k(t)$ . В качестве мультиплексоров использовались специально разработанные МОУ с повышенным коэффициентом ослабления синфазного сигнала (не менее 130 дБ), направленного на повышение точности формирования входного напряжения интегратора. При создании аналогового интегратора использован специальный тип ОУ, позволяющий реализовать высокую точность этого преобразования.

В структурной схеме (рис. 3) в роли формирователя (АМ2) выступает аналоговый мультиплексор, который с периодичностью, задаваемой компаратором, переключает плечи ДК АМ для формирования прямоугольных импульсов ( $u_k(t)$ ), амплитуды которых управляют работой двоичных счетчиков, вычисляю-

щих коды измеряемых величин, входящих в (6).

При моделировании разработанной схемы (рис. 3) используется 16-ти разрядный синхронный счетчик, на базе JK-триггеров, для измерения длительности импульса ( $T_n$ ) и паузы ( $T_u$ ). Это объясняется тем, что в системе PSPICE погрешность измерения длительности временного интервала не менее 0,5%. Однако, при использовании стандартных для систем моделирования цифровых элементов минимальная длительность тактового импульса  $t_u$  составляет 1мкс.

Двоичный код измеряемого напряжения  $e_x$  определяется по длительности импульса ( $T_n$ ) и паузы ( $T_u$ )

$$T_u = \left( \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i \cdot 2^i \right) \cdot t_u, T_n = \left( \sum_{j=0}^{n-1} \alpha_j \cdot 2^j \right) \cdot t_u \cdot (17)$$

и вычисляется по соотношению (6).

Указанная методика использовалась для преобразования как постоянного (табл. 1), так и переменного напряжения (табл. 2).

Приведенные в табл. 1 погрешности обусловлены разностными членами в соотношении (6) и гистерезисом аналогового компаратора (12). Действительно, среднеквадратичное отклонение измерений постоянной величины, как видно из (6), определяется соотношением:

$$\frac{\Delta e_x}{e_x} = \sqrt{\left( \frac{\Delta T_n}{T_n} \right)^2 + \left( \frac{\Delta T_u}{T_u} \right)^2} = \Delta T \sqrt{\frac{1}{T_n^2} + \frac{1}{T_u^2}} \quad (18)$$

где  $\Delta T = 2t_u = 2\text{мкс}$ .

Следовательно, при измерении постоянного напряжения погрешность (18) будет находиться в пределах от 0 до 1,3%. Причем уменьшение длительности  $T_n$ , сопровождается увеличением  $e_x(t)$ , что приводит к росту этой погрешности. Для повышения этой точности, как указывалось выше, необходимо использовать в ОЗУ МК реверсивный счетчик.

Таким образом, из табл. 1 видно, что указанные погрешности при измерении постоянного напряжения хорошо согласуются с погрешностью метода преобразования.

Учитывая, что АЦП позволяет осуществить вычисление производной измеряемой величины (9), при моделировании в качестве тестового сигнала использовался генератор  $e_{x0} = 1,5 \sin(4\pi t) \text{В}$ . Тогда значение

Таблица 1

#### Результаты моделирования АЦП для постоянного входного напряжения

$e_{x0}$	$T_n$	$T_{n \text{ расч}}$	$T_u$	$T_{u \text{ расч}}$	$e_x$	$\delta e_x$
В	мс	мс	мс	мс	В	%
0	10,009	10	10	10	-	-
0,5	10,009	10	8,005	8	0,5007	0,14
1	10,009	10	6,676	6,667	0,9985	0,15
1,5	10,009	10	5,727	5,714	1,4954	0,31
2	10,009	10	5,013	5	1,9932	0,34

Примечание: при  $e_x(t) = 0\text{В}$  -  $\Delta e_x = 0\text{В}$ , при этом методическое значение  $\Delta e_x = E_{on} / 2^n = 264\text{мкВ}$ .

Результаты моделирования АЦП при  $e_{x0}=1,5\sin(4\pi t)B$ 

$T_{\Pi}$	$T_{\Pi}$ расч	$T_{\Pi}$	$T_{\Pi}$ расч	$t_i$	$e_{x0}$	$e_x$	$\delta e_x$	$e'_{x0}$	$e'_x$	$\delta e'_x$
мс	мс	мс	мс	мс	В	В	%	мВ/с	мВ/с	%
10,009	10	8.497	8.488	19.079	0.3562	0.3559	0.086	-	-	-
10,009	10	7.486	7.48	37.076	0.6739	0.6741	0.03	17.6884	17.6789	0.053
10,009	10	6.799	6.791	54.229	0.9449	0.9443	0.067	15.8319	15.7522	0.505
10,009	10	6.012	6.002	86.982	1.332	1.3297	0.179	10.3207	10.2765	0.431
10,009	10	5.820	5.81	102.908	1.4426	1.4395	0.212	6.9511	6.8972	0.781
10,009	10	5.732	5.722	118.694	1.4953	1.4923	0.199	3.3455	3.345	0.014
10,009	10	5.851	5.839	150.248	1.4251	1.4213	0.27	-4.0759	-4.1087	0.797
10,009	10	6.065	6.055	166.215	1.3033	1.3006	0.207	-7.6448	-7.5605	1.115
10,009	10	6.917	6.909	199.133	0.8948	0.894	0.091	-13.8694	-13.7599	0.796
10,009	10	7.658	7.651	216.430	0.6142	0.614	0.029	-16.2584	-16.1896	0.426
10,009	10	8.749	8.742	234.640	0.2877	0.288	0.104	-17.9657	-17.9004	0.365

измеряемой величины изменяется со скоростью  $V$  (3), поэтому истинное значение  $\Delta e_x$  будет соответствовать, как показано на рис. 2, интервалам времени, т.е. дискретному  $t_i$  (табл. 2).

Приведенные в табл. 2 погрешности обусловлены ранее указанными факторами.

Таким образом, при подаче указанного тестового сигнала результаты вычислений будут иметь высокую точность (табл. 2), несмотря на влияние вышеуказанных факторов (10) и (12).

Вычисления производных по соотношению (9) приведены в табл. 2 (10-й столбец). Оценка погрешности по формуле (16) показывает, что её минимальное значение составляет 1% и увеличивается по мере уменьшения этой величины.

Сравнение результатов вычисления производной по соотношению (9) и результатов вычисления производной исходной величины показывает, что точность этих преобразований хорошо согласуется с погрешностью метода преобразования, указанного в соотношении (10).

Указанные погрешности сохранялись и при выборе постоянной времени интегратора, когда при  $T_{\Pi}=1\text{мс}$  этот вариант соответствовал 10-ти разрядному АЦП.

#### IV. Выводы

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

- повышение точности преобразования измеряемых величин достигается за счет суммирования  $e_x(t)$  и  $E_{on}$ , что требует применение в ОЗУ МК реверсивного счетчика;

- ограничение влияния гистерезиса напряжения достигается путем симметрирования его характеристики относительно оси координат (12);

- указанные свойства структуры АЦП не требуют остановки работы МК на интервале преобразования и применение в структуре аналогового интерфейса прецизионных ограничителей спектра.

Детальное исследование указанных в работе составляющих погрешности АЦ-преобразования показывает, что в случае использования радиационно-стойкого АБМК [4] минимальная допустимая длительность тактовых импульсов ( $t_{u\text{min}}$ ) составляет 10нс. Таким образом, если технология создания радиационно-стойких цифровых устройств соответствует указанной длительности, то рассмотренный АЦП позволяет в системе на подложке или в корпусе реализовать многоканальный ввод и преобразование аналоговых сигналов с периодом не хуже 0,1мс. Этот интервал и разрядность хорошо согласуется с многочисленными задачами автоматического управления и технической диагностики.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Крутчинский С.Г. Баранов Р.Г. Аналого-цифровые интерфейсы смешанных систем на кристалле // Известия ЮФУ, 2008. С. 163 – 174.
- [2] Крутчинский С.Г. Смешанные системы на кристалле для систем автоматического управления и технической диагностики // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем-2006. Сб. Научных трудов / под ред. А.Л. Стемпковского. - М.: ИПИМ РАН, 2006. С. 217-222.
- [3] Крутчинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // Электроника и связь, 2004. Вып. 20. С. 37 – 45.
- [4] Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / под ред. Крутчинского С.Г. – г. Шахты, 2006. 87 с.