

Раздел II. Сложнофункциональные блоки смещенных систем на кристалле

УДК 621.372

М.С. Цыбин, Е.А. Жебрун

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, E.A. Zhebrun

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

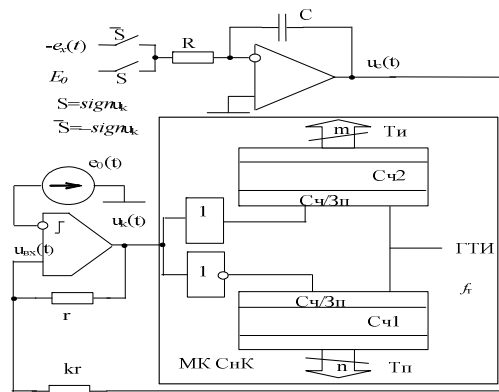


Рис. 1. Структурная схема АЦП импульсно-потенциального типа

В этом случае преобразование длительности паузы (T_n) и длительности импульса (T_i) в цифровой код осуществляется в счетчиках СТ1 и СТ2 разрядности $n+m$ с методической погрешностью, определяемой периодом тактовых импульсов ($2t_i$) 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_n и T_i , вызванной действием параметров аналоговых компонентов схемы импульсного преобразователя (рис. 2).

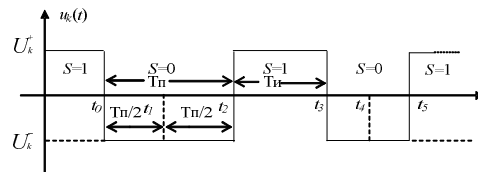


Рис. 2. Базовая временная диаграмма работы АЦП

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

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

где $\tau=RC$.

В период паузы $\{t_0, t_2\}$ ($S=0, U(t) = -(e_0 + e_x)$) 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),

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

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), значит, можно произвести оценку производных. Производная измеряемой величины в таком случае будет определяться соотношением

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

Преобразование длительностей указанных импульсов в двоичный код (\bar{X}) 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)

$$\Delta T_u = -2t_u, \Delta T_n = -2t_u \tag{9}$$

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

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

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

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

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

поэтому

$$\frac{\Delta e_x}{e_x} = \frac{\Delta T_u}{T_u} - \frac{\Delta T_n}{T_n}. \tag{12}$$

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 схемотехнического проектирования можно за счет параметрической оптимизации реализовать условие $m=q$ и, следовательно, увеличить динамический диапазон измеряемой величины

$$DD = 2^{n-q} \tag{13}$$

без потери точности преобразования.

Потенциально высокие метрологические качества импульсно-потенциальных АЦП требуют специального подхода к схемотехническому 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 $e_x(t)$.

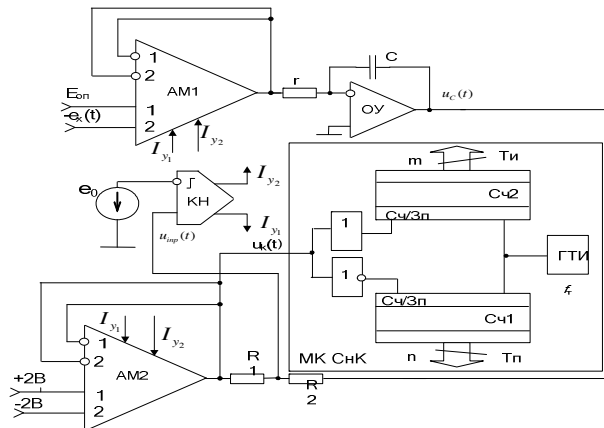


Рис. 3. Структурная схема АЦП импульсно-потенциального типа

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

В структурной схеме (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	N_n	$T_n, мс$	$t_1, мс$	N_p	$T_p, мс$	$e_{x0}, В$	$e_x, В$	$\delta, \%$
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 в табл. 1 погрешности хорошо согласуются с точностью применяемого метода.

Показанное выше устройство (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

№ измерения	$t_1, мс$	$e_x, В$	$e'_{x0}, В/с$	$e'_x, В/с$	$\delta, \%$
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 согла-

суется с погрешностью метода преобразования. Так, из табл. 2 следует, что изменение производных малых величин характеризуется большой погрешностью.

Полученные результаты позволяют сделать ряд важных выводов 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 СМК 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 СМК.

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.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор С.Г. Крутччинский.

Цыбин Михаил Сергеевич

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

E-mail: mc.tsibin@gmail.com.

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

Тел.: +79514974071.

Кафедра систем автоматического управления; ассистент.

Жебрун Евгений Андреевич

E-mail: JackJK@mail.ru.

Кафедра систем автоматического управления; магистрант.

Tsibin Michael Sergeevich

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

E-mail: mc.tsibin@gmail.com.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: +79514974071.

The Department of Automatic Control Systems; Assistant.

Zhebrun Evgenij Andreevich

E-mail: JackJK@mail.ru.

The Department of Automatic Control Systems; Master.

УДК 621.372

А.В. Золоторев, М.С. Цыбин

БЕЗДРЕЙФОВЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ СПЕКТРА

Рассмотрено применение принципа и общей методики схемотехнического проектирования схем с взаимной компенсацией для наиболее сложного в структуре СФ-блоков ограничителя спектра, представляющего собой "бездрейфовый" фильтр нижних частот. Показана целесообразность использования структур Антонио в фильтрах с взаимной компенсацией. Сформулирована и решена задача синтеза структур D-элементов с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления ОУ на частоту полюса.

Собственная и взаимная компенсация; компенсирующие контуры обратных связей; сложно-функциональные блоки (СФ-блоки).

A.V. Zolotarev, M.S. Tsibin

DRIFT-STABILIZED LOW-PASS FILTER

Application of a principle and the circuit design general technique of schemes with cancellation for the most difficult low-pass filter in IP-blocks structure is considered. It is representing drift-stabilized low-pass filter. Reasonability of Antonio's structure using in filter with cancellation is shown. The problem D-elements with cancellation of influence OA gain bandwidth structures synthesis on pole frequency is formulated and solved.

Self compensation and cancellation; compensation feedback loop; IP-block.

Введение. Создание современных смешанных СнК, ориентированных на системы технической диагностики, предполагает разработку входных СФ-блоков, обеспечивающих взаимодействие с внешними источниками первичной информации. Одним из базовых устройств таких интерфейсов являются прецизионные ограничители спектра, повышающие потенциальную точность АЦ-преобразования. Основной задачей создания таких ФНЧ является минимизация дрейфа нуля. Именно её величина в основном ограничивает минимальное значение опорного напряжения и непосредственно влияет на допустимые технологические нормы производства СнК в целом. Кроме того, дополнительные требования к стабильности (неравномерности) АЧХ такого фильтра в полосе пропускания предопределяют целесообразность использования лестничных структур [1].

Особенность функций параметрических чувствительностей таких структур в широком диапазоне частот показывает, что влияние пассивных (частотоподающих)