

АЦП импульсно-потенциального типа в КМОП-базисе для смешанных СнК

Е.А. Жебрун

ЦП СБИС «Система на кристалле» при ТТИ ЮФУ, МНТЦ «МикАн», jackjk@mail.ru

Аннотация — Рассмотрено решение задачи проектирования АЦП в КМОП-базисе на основе принципа частотного (импульсного) преобразования. Структурная организация АЦП обеспечивает многоканальный ввод данных в область оперативной памяти микроконтроллера и оценку производной входной величины. Для технологического процесса SGB25VD (0,25мкм) в КМОП-базисе разработан комплект принципиальных схем базовых узлов АЦП. Приведены результаты моделирования 16-разрядного АЦП в среде Cadence Virtuoso. Сформулированы выводы и показаны пути повышения точности преобразования.

Ключевые слова — аналого-цифровой преобразователь, системы на кристалле, сложно-функциональные блоки (СФ блоки).

1. ВВЕДЕНИЕ

Создание смешанных систем на кристалле (СнК) стимулирует совершенствование микросхемотехники аналоговых и аналого-цифровых устройств в КМОП базисе. Это объясняется тем, что для некоторых техпроцессов оказываются доступны опции этих транзисторов как для цифровых, так и для аналоговых приложений. Среди широкого класса сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) таких СнК особое место занимают аналого-цифровые преобразователи (АЦП), являющиеся неотъемлемой частью любого тракта преобразования реальных сигналов и традиционно требующих интеграции как аналоговых, так и цифровых компонентов. В [1] предложен принцип, а в [2] рассмотрена реализация в биполярном базисе относительно нового типа АЦ-преобразователя импульсно-потенциального типа, обеспечивающего предварительное преобразование измеряемого напряжения $e_x(t)$ в последовательность импульсов переменной длительности с корректирующим результатом измерения защитным интервалом. Именно это обеспечивает возможность функционально разделить его на цифровые и аналоговые компоненты, обеспечить прямой доступ к памяти цифрового ядра СнК результатов преобразования в асинхронном режиме функционирования многоканальной микроэлектронной системы.

Важной структурной особенностью таких АЦП является отсутствие прецизионных аналоговых ограничителей спектра, относительно мягкие требования к точности параметров аналоговых компонентов, возможность вычисления или оценки производной измеряемой величины практически в реальном масштабе

времени как для целей глубокой внутрисистемной диагностики СнК, так и для ряда перспективных задач автоматического управления [3]. Именно эти структурные свойства и технологические возможности позволяют выделить настоящий тип аналого-цифровых преобразователей.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Повышение точности преобразования в настоящей структуре АЦП (рис. 1) достигается интегрированием измеряемого напряжения $e_x(t)$ на интервале формирования отрицательного импульса компаратора напряжения (КН) (рис. 2). На интервале $\{0, t_0\}$ ($S=1$) осуществляется запуск схемы и формирование в интеграторе начальных условий, необходимых для измерения $e_x(t)$

$$t_0 = \tau(U^+k/E_0 + e_0(1+k)/E_0), \quad (1)$$

где $\tau=RC$, E_0 - опорное напряжение.

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

$$T_n = \tau k \frac{U^- + U^+}{e_x(t) + E_0}, \quad (2)$$

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

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

то

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

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,

$$T_u = \tau k \frac{U^- + U^+}{E_0}, \quad (4)$$

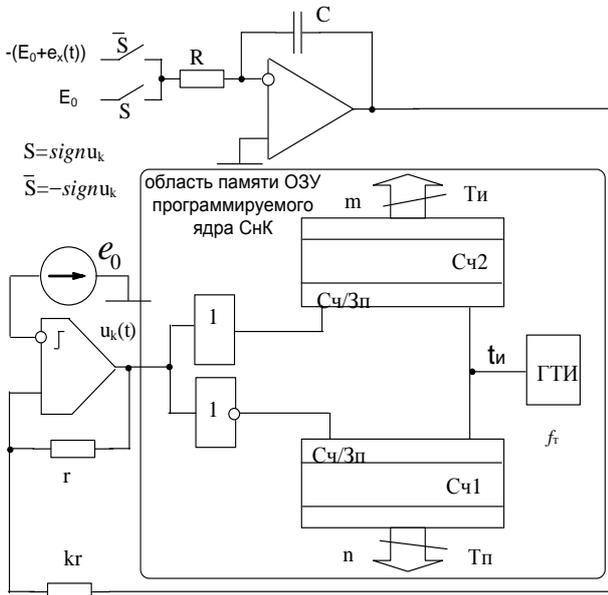


Рис. 1. Структурная схема АЦП импульсно-потенциального типа

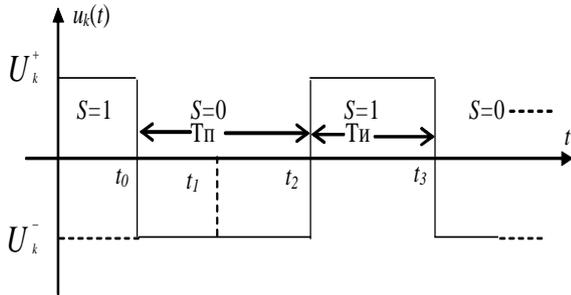


Рис. 2. Базовая временная диаграмма работы АЦП

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

$$T_n = T_u \frac{E_0}{e_x(t) + E_0}, e_x(t) = \frac{T_u - T_n}{T_n} E_0 \quad (5)$$

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.

Истинные значения измеряемой величины находятся на середине длительности паузы (51), поэтому при необходимости можно произвести оценку или вычисление производных измеряемых величин

$$\dot{e}_x(t_c) = (e_x(t_4) - e_x(t_1)) / (t_4 - t_1). \quad (6)$$

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) и является "односторонней".

Для повышения точности вычисления e_x интервал $T_u - T_n$ формируется автоматически с аналогичной абсолютной погрешностью за счёт реверсивных свойств счётчика Сч2 разрядностью $m > n$. В этом случае, как видно из (5), указанный АЦП может измерять как положительные, так и отрицательные напряжения $e_x(t)$.

Основным для создания СнК свойством рассматриваемой структуры является возможность резкого увеличения разрядности, а также уменьшения времени выборки. Потенциальное отношение числа разрядов к времени преобразования (t_{np}) определяется только быстродействием JK-триггеров, входящих в двоичный счётчик. Так, для получения типовых показателей $n=12$, $t_{np}=10$ мкс в настоящем варианте потребуется $2t_u=2,5$ нс, что не представляет затруднений даже для "неглубоких" субмикронных КМОП-технологий, при этом измерение $e_x(t)$ осуществляется в полосе рабочих частот до 100 кГц без применения достаточно сложных для этого случая ограничителей спектра, которые принципиально не интегрируются в СнК. Важным свойством является характер функциональной зависимости T_n (5), показывающий увеличение точности измерения при уменьшении $e_x(t)$, что создает благоприятные возможности для алгоритмов ЦОС, включая и оценку производной $e_x(t)$ [2].

Как видно из рис. 2 успешная реализация этого АЦП требует высокого быстродействия компаратора напряжения, время фронта которого (t_ϕ) не должно превышать (t_u) ГТИ, низкого динамического гистерезиса и его высокой симметричности. Кроме этого, как видно из рис. 1, проходные ключи S и \bar{S} должны обеспечивать высокое качество коммутации $-(e_x + E_0)$, E_0 и высокую точность разделения этих напряжений, низкое ЭДС смещения и т.п. Именно указанные особенности формируют базовые задачи схемотехнического проектирования как отдельных узлов, так и АЦП в целом.

Дополнительные системные по своему характеру исследования в рамках специализированных САПР показывают, что для достижения 16-разрядной точности преобразования оговоренные узлы должны иметь следующие характеристики и параметры: статическое усиление операционного усилителя (ОУ) интегратора не менее 100дБ, напряжение гистерезиса компаратора не более 100мкВ, ЭДС смещения аналогового мультиплексора (АМ), реализующего проходные ключи, и интегратора не более 100мкВ.

III. РЕАЛИЗАЦИЯ УЗЛОВ АЦП НА КОМПОНЕНТАХ ТЕХПРОЦЕССА SGB25VD

Базовыми узлами импульсно-потенциального АЦП являются компаратор (КН), аналоговый мультиплексор (АМ) и интегратор (И) (рис. 3-5) реализуемые на базе операционных усилителей (ОУ) (рис. 1).

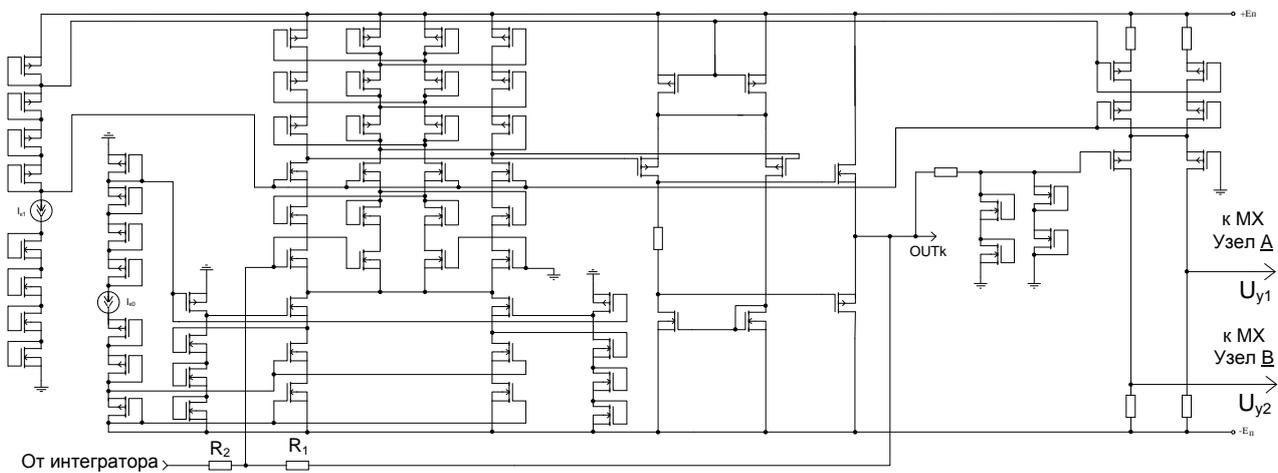


Рис. 3. Принципиальная схема компаратора

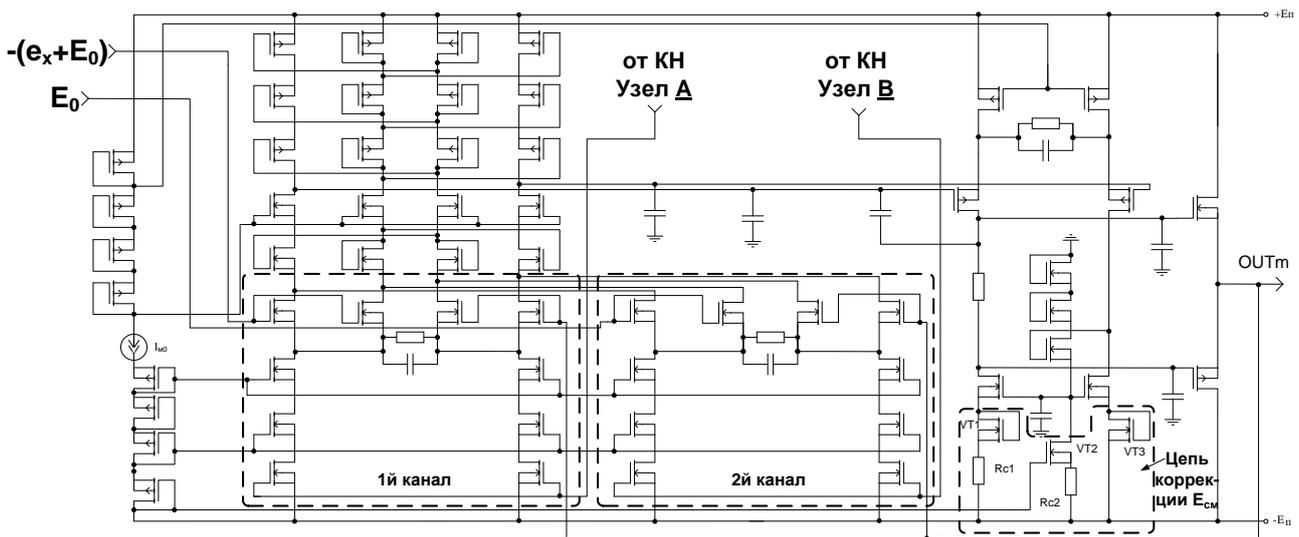


Рис. 4. Принципиальная схема мультиплексора

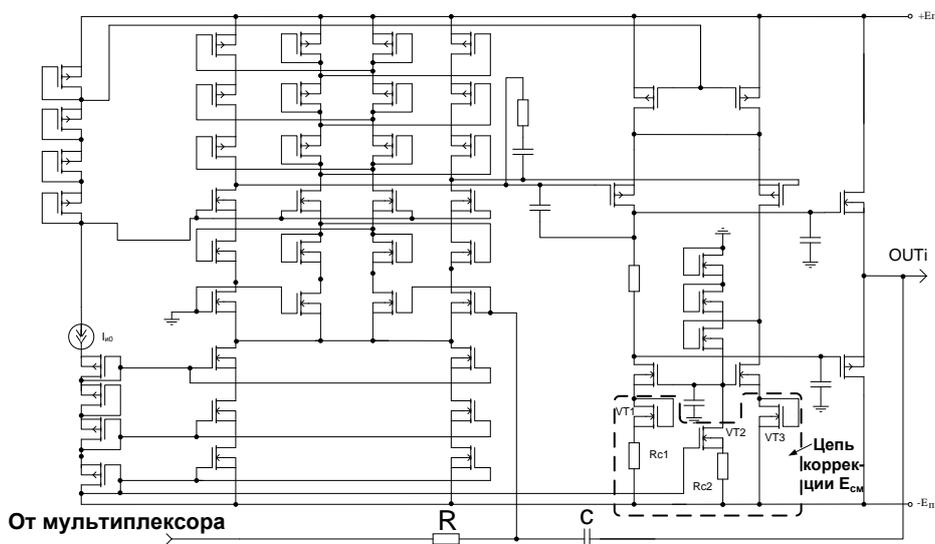


Рис. 5. Принципиальная схема интегратора

Приведённые ниже результаты моделирования принципиальных схем получены в среде Cadence Virtuoso на базе компонентов наиболее перспективной и недорогой субмикронной высокочастотной SiGe-технологии, предлагаемой компанией IHP (Германия). В рамках основанного на данной технологии удешевлённого техпроцесса SGB25VD доступны как аналоговые (БиКМОП), так и цифровые (КМОП) транзисторы, что обеспечивает хорошую основу для создания смешанных СнК.

А. Компаратор

Компаратор АЦП (рис. 3) реализован на базе специально разработанного высокочастотного ОУ и обладает высоким быстродействием (табл. 1), а его выходная цепь позволяет управлять токовыми ключами мультиплексора.

Таблица 1

Параметры КН

v^+ , кВ/мкс	v^- , кВ/мкс	t_{ϕ}^+ , нс	t_{ϕ}^- , нс	U^+ , В	U^- , В
7,1	7,7	3,1	2,3	3,7	-4,3

Примечание: Здесь и далее использованы компоненты техпроцесса SGB25VD. v^+ , v^- - скорости нарастания положительного и отрицательного фронтов, t_{ϕ}^+ , t_{ϕ}^- - время положительного и отрицательного фронта, U^+ , U^- - положительный и отрицательный уровни выходного напряжения.

Полученные параметры достигаются за счёт использования каскодных структур и цепей собственной компенсации влияния дифференциального сопротивления цепи сток-исток [4]. Параметрическая оптимизация каскадов компаратора позволила повысить его быстродействие без увеличения гистерезиса, который не превышает 5мкВ и практически точно совпадает с условием линейной работы ОУ. Приведённая на рис. 3 организация цепей управления мультиплексором при упрощении выходного каскада компаратора позволила обеспечить высокую скорость нарастания положительного и отрицательного фронтов и их симметричность, а также постоянство выходных напряжений.

В. Мультиплексор

Мультиплексор является мультидифференциальным операционным усилителем (МОУ) с общей двухканальной обратной связью и работающим по принципу логического ИЛИ отдельных каскадов (рис. 4). Для уменьшения ЭДС смещения использована двухканальная структура МОУ, обеспечивающая взаимную компенсацию влияния дрейфа симметричных дифференциальных плеч входных каскадов, реализующих максимальное усиление. Уровень компенсации контролируется цепью коррекции посредством выбора соотношений между R_{c1} , R_{c2} . Температурная зависимость дрейфа нуля, численно совпадающая с ЭДС смещения МОУ, приведена на рис. 6. Для обеспечения высокого запаса устойчивости по фазе (~60°) без существенного уменьшения быстродействия в режиме переключения каналов $E_{0\phi}$, $-(e_x + E_0)$ (рис. 1) использованы дополнительные RC цепи в истоковых цепях входных транзисторов. Причем изменения их значений на ±25% не изменяют параметры схемы, приведённые в табл. 2.

Цепи переключения каналов мультиплексора интегрированы в выходную цепь компаратором (управляющие напряжения U_{y1} и U_{y2} , рис. 3). Результаты моделирования АМ показаны в табл. 2. Полученные результаты показывают, что с точки зрения обеспечения точности АЦ-преобразования совокупность использованных схмотехнических особенностей переводит этот узел в отличие от традиционных проходных ключей (рис. 1) в разряд второстепенных.

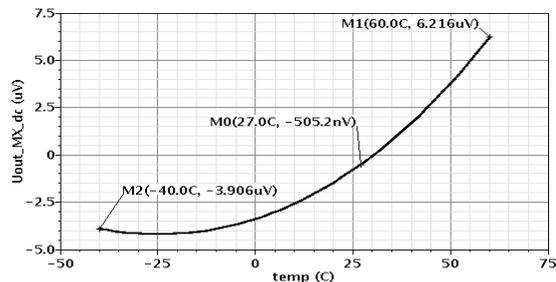


Рис. 6 Зависимость от температуры дрейфа нуля мультиплексора

Таблица 2

Параметры мультиплексора

K_0 , дБ	$K_{осск}$, дБ	f_1 , МГц	U_{op} , мкВ (-40°C ≤ t ≤ 60°C)	U_{max}^+ , В	U_{max}^- , В
0	-160	134	6	3	-3

Примечание: K_0 - дифференциальный коэффициент передачи, $K_{осск}$ - коэффициент передачи синфазного канала, f_1 - частота единичного усиления, U_{op} - напряжение дрейфа, U_{max}^+ , U_{max}^- - максимальные положительное и отрицательное выходные напряжения.

С. Интегратор

При построении интегратора (рис. 5) использован ОУ с симметричным дифференциальным каскадом, обеспечивающим основное (80дБ) усиление входного сигнала. Для минимизации дрейфа нуля ($E_{см}=20нВ$) схемы по аналогии с МХ использована цепь компенсации. Усиление во втором каскаде обеспечивается LDMOS транзисторами в рамках техпроцесса SGB25VD. Как видно из рис. 7 характеристики реального и идеального процессов интегрирования совпадают с точностью до постоянной времени интегрирования, что, как видно из (5), не приводит к дополнительной погрешности АЦ-преобразования. Этот результат является достаточным для обеспечения высокой (до 16 бит) точности всего АЦП.

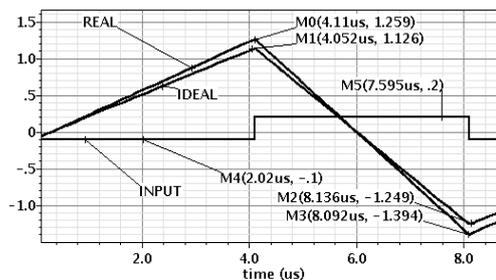


Рис. 7. Идеальная и реальная характеристики интегратора

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АЦП НА КОМПОНЕНТАХ ТЕХПРОЦЕССА SGB25VD

Для современных интеллектуальных датчиков, где в качестве чувствительных элементов используются MEMS, характерна многоканальность, необходимая для коррекции результатов измерения, и желательна оценка соответствующих производных, обеспечивающих глубокую внутрисистемную диагностику. Для подавляющего класса таких чувствительных элементов и технической диагностики достаточным является выполнение условия $T_n + T_u < 10\text{ms}$ при относительно большом (не менее 40дБ) динамическом диапазоне измеряемой величины. Кроме этого с точки зрения учёта влияния ряда технологических погрешностей измеряемых величин на точность преобразования необходимым условием является измерение разнополярных напряжений. Как видно из соотношений (2)-(6) настоящие требования легко реализуются в рассматриваемом АЦП, поэтому при его проектировании в КМОП в рамках техпроцесса SGB25VD учитывались ограничения на длительность импульса и максимальную длительность паузы. На рис. 8 приведена структурная схема основной (аналоговой) части такого АЦП, причём указанные узлы реализованы на базе схем рис. 3-5.

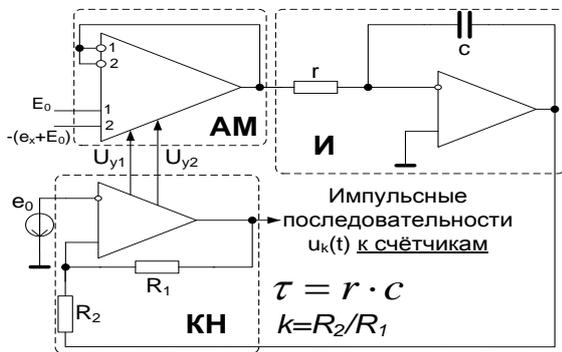


Рис. 8. Структурная схема АЦП с интегрированными узлами

Результаты моделирования всего АЦП, составленного из вышеописанных узлов при подаче постоянных сигналов, приведены в табл. 3. опорное напряжение $E_0=1\text{В}$, постоянная времени $\tau=0.1\text{мс}$, $k=1/2$. В табл. 4 приведены результаты измерения линейно меняющегося напряжения и вычисления производной по формуле (6).

Приведённые результаты показывают, что предложенный АЦП обеспечивает 16-разрядную точность преобразования, методическая погрешность которого определяется из соотношения

$$\delta = DD / 2^n$$

где DD-динамический диапазон измеряемой величины.

Действительно, при $e_{ax}=2\text{мВ}$ $\delta=0.0018\%$, а при $e_{ax}=0.2\text{мВ}$ $\delta=0.012\%$, что практически точно соответствует принципу АЦ-преобразования (0.0015% и 0.015% соответственно). При $e_{ax}=0$ абсолютная погрешность

0.013мкВ, т.е. меньше традиционного аналога с $E_{on}=2\text{мВ}$ ($\Delta=0.03\text{мкВ}$). Таким образом, импульсно-потенциальный АЦП в отличие от других функциональных аналогов обеспечивает высокую точность преобразования при измерении относительно небольших входных напряжений. Эта особенность создаёт благоприятные параметрические условия для построения аналоговых интерфейсов для современных чувствительных элементов и MEMS. Действительно, основная погрешность этих устройств связана с дрейфом нуля инструментальных усилителей, который в значительной степени определяется требуемым дифференциальным коэффициентом усиления [5] и в ряде случаев коэффициентом ослабления синфазного напряжения [6]. В этой связи указанное свойство АЦП позволяет применять достаточно простые схемотехнические решения, которые могут интегрироваться непосредственно в аналоговый мультиплексор. Кроме этого, для ряда мостовых MEMS с интегрированной шиной опорного напряжения величина $E_0 + e_x$ с точностью до константы реализуется непосредственно в промежуточных узлах чувствительного элемента.

Указанная выше точность преобразования сохраняется и при измерении отрицательных напряжений, что в конечном итоге существенно расширяет функциональные возможности СнК в целом.

Как отмечалось ранее, конечное преобразование входного напряжения в код осуществляется в реверсивном счётчике Сч1 (рис. 1), разрядность которого должна превышать традиционную. В общем случае с учётом воздействия дестабилизирующих факторов $n=2m$. Из [1] следует, что для указанных длительностей и $n=32$ необходимо использовать $t_u=0.06\text{нс}$. Несмотря на приведённую оценку современные технологии производства цифровых ядер СнК обеспечивают возможность построения соответствующих ЖК-триггеров. Отметим, что для решения существующих и даже перспективных задач в классе эффективных технологий производства MEMS достаточно использовать 12-разрядный АЦП. В этом случае, как видно из (3)-(5), достаточно иметь $T_n=50\text{мкс}$, поэтому при $n=2m$ требуемая длительность тактовых импульсов не превышает $t_u=12\text{нс}$, что вполне реализуемо для общей СнК на базе КМОП версии техпроцесса SGB25VD. Результаты моделирования этого варианта подтверждают указанное предположение.

Как отмечалось ранее, в случае использования в СнК общего таймера можно достаточно точно (с погрешностью t_u) фиксировать текущие временные интервалы (рис. 2), что в соответствии с соотношением (6) позволяет вычислить производную измеряемой величины. Приведённые в табл. 4 результаты моделирования схемы АЦП (рис. 8) для случая постоянной производной входного напряжения показывают, что точность её вычисления практически совпадает с точностью АЦ-преобразования входной величины. Исключения составляют случаи изменения знака производной на интервалах паузы (рис. 2), что характерно для любых процедур оценки производной.

Результаты моделирования АЦП при подаче постоянных сигналов

$T_{п\text{ расч.}}$, МКС	$T_{п}$, МКС	$T_{п\text{ расч.}}$, МКС	$T_{п}$, МКС	$e_{x\text{ вх.}}$, В	$e_{x\text{ изм.}}$, В	$\delta_{e_{x\text{ вх.}}}$, %
446.8662	444.6292	402.1796	400.1734	-0.1	-0.099984	-0.01609431
502.7245	500.2007	402.1796	400.1668	-0.2	-0.199987	-0.00627748
1005.449	1000.335	402.1796	400.1395	-0.6	-0.599994	-0.00094702
4021.796	4001.097	402.1796	400.1111	-0.9	-0.9	-0.000037
402.1796	400.1713	402.1796	400.1766	0	0.000013	-
335.1497	333.4857	402.1796	400.1908	0.2	0.200024	0.01194054
251.3623	250.1288	402.1796	400.2109	0.6	0.600019	0.00315971
211.6735	210.6427	402.1796	400.2302	0.9	0.900043	0.00475423
134.0599	133.4309	402.1796	400.2879	2	1.999964	-0.00181367

Таблица 4

Результаты моделирования АЦП при линейно изменяющемся сигнале

$T_{п\text{ расч.}}$, МКС	$T_{п}$, МКС	$T_{п\text{ расч.}}$, МКС	$T_{п}$, МКС	$e_{x\text{ вх.}}$, В	$e_{x\text{ изм.}}$, В	$\delta_{e_{x\text{ вх.}}}$, %	$e'_{x\text{ вх.}}$, В/с	$e'_{x\text{ изм.}}$, В/с	$\delta_{e'_{x\text{ вх.}}}$, %
228.14	227.02	402.18	400.22	0.763	0.763	0.003	0	0	0
265.01	263.71	402.18	400.20	0.518	0.518	0.003	-380	-380.01	0.003
320.51	318.92	402.18	400.19	0.255	0.255	0.012	-380	-379.98	-0.004
417.55	415.45	402.18	400.17	-0.037	-0.037	-0.023	-380	-380.03	0.007
662.64	659.27	402.18	400.14	-0.393	-0.393	-0.002	-380	-380.00	0.000
2404.43	1562.56	402.18	400.14	-0.833	-0.744	-10.665	-380	-232.20	-38.895
557.37	554.56	402.18	400.17	-0.278	-0.278	-0.006	380	319.13	-16.019
382.55	380.64	402.18	400.18	0.051	0.051	0.043	380	380.01	0.002
301.76	300.27	402.18	400.20	0.333	0.333	0.009	380	380.01	0.002
252.99	251.75	402.18	400.21	0.590	0.590	0.005	380	380.00	0.000

Примечание: $T_{п\text{ расч.}}$, $T_{п}$ расч. - расчётные значения промежутков паузы и импульса, $e_{x\text{ вх.}}$ - входное напряжение, $e_{x\text{ изм.}}$ - измеренное при помощи АЦП напряжение, $\delta_{e_{x\text{ вх.}}}$ - погрешность измерения входного напряжения, $e'_{x\text{ вх.}}$ - производная входного напряжения, $e'_{x\text{ изм.}}$ - измеренная при помощи АЦП производная входного напряжения, $\delta_{e'_{x\text{ вх.}}}$ - погрешность измерения производной. Моделирование принципиальных схем производилось без учёта топологии и влияния паразитных параметров корпуса при температуре 27°C.

V. ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

Таким образом, разработанный АЦП позволяет уменьшить технологические требования к компонентам СнК и повысить её производительность. Этот АЦП также не требует прецизионных аналоговых компонентов и позволяет простыми вычислениями (5) в ОЗУ контроллера обеспечить относительно высокую точность определения измеряемой величины.

Для осуществления одного цикла преобразования необходим период $T_{п}+T_{п}$, что снижает быстродействие АЦП. Однако такие временные затраты оправдывают себя в современных многоканальных системах, где параллельная работа нескольких каналов преобразования в конечном итоге повышает быстродействие СнК.

Возможность измерения достаточно малых входных напряжений без ограничения их спектра (табл. 3) позволяет существенно упростить аналоговые интерфейсы, обеспечивающие взаимодействие чувствительных элементов и MEMS с АЦП и упростить их интеграцию в СнК. Не менее важным свойством разработанного АЦП является оценка производной измеряемой величины с высокой (практически предельной) точностью (табл. 4). Именно это открывает дополнительные возможности при построении МЭС для адаптивных систем управления.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Крутинский С.Г., Баранов Р.Г. Аналого-цифровые интерфейсы смешанных систем на кристалле // Сборник трудов ВНТК «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем». М.: ИПИМ РАН, 2008. С. 354-359.
- [2] Цыбин М.С. Аналого-цифровые преобразователи радиационно-стойких СФ блоков // Сборник трудов ВНТК «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем». М.: ИПИМ РАН, 2008. С. 513-516.
- [3] Крутинский С.Г. Аналого-цифровые интерфейсы микроконтроллерных адаптивных регуляторов циклического типа для объектов электроэнергетики // Автоматика и телемеханика. 2006. № 5. С. 163-174.
- [4] Повышение коэффициента усиления каскадов на КМОП транзисторах цепями собственной компенсации // VIII Международный научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» / С.Г. Крутинский, Е.А. Жебрун, А.В. Золотарев. Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. С. 22-29.
- [5] Крутинский С.Г., Щербинин И.П. Прецизионные программируемые усилители аналогового интерфейса // Международный научно-технический журнал «Электроника и связь». 2002. № 14. С. 112-116.
- [6] Крутинский С.Г., Титов А.Е. Мультидифференциальный операционный усилитель в режиме инструментального усилителя // Научно-технические ведомости СПбГПУ «Информатика, Телекоммуникации и управление». 2010. № 3 (101). С. 200-204.