

Тестирование и предельные метрологические возможности импульсно-потенциального АЦП в СнК

С.Г. Крутчинский, Е.А. Жебрун

ИТА ЮФУ, МНТЦ «МикАн», sgkrutch@mail.ru

Аннотация — Предложена процедура тестирования импульсно-потенциального АЦП, направленная на минимизацию влияния дрейфа нуля аналоговых трактов на точность преобразования входного сигнала. Процедура основывается на базовом свойстве этого АЦП – квантование по энергии. Показано, что вводимые фазы тестирования позволяют определить двоичные слова, которые в общей аддитивной последовательности вычисления измеряемой величины являются поправочными и не увеличивают её чувствительность. Сформулированы параметрические условия применимости метода, которые обосновывают необходимость решения вспомогательных схемотехнических задач.

Ключевые слова — аналого-цифровые преобразователи, тестирование СФ блоков, смешанные системы на кристалле, дрейф нуля, погрешность измерения.

I. ВВЕДЕНИЕ

Создание СнК для интеллектуальных датчиков (ИД) на базе современных MEMS, ориентированных на задачи технической диагностики и адаптивного управления, связано с преодолением ряда проблем, диктуемых КМОП технологией. Для реализации свойств глубокой внутрисистемной диагностики ИД и реконfigurирования их свойств [1] вычислительная мощность программируемых ядер должна быть значительна, что в конечном итоге и предопределяет использование глубокой субмикронной технологии и уже поэтому резко ограничивает схемотехнический "маневр" в "низковольтных" аналоговых трактах таких СнК. В первую очередь линейный диапазон их работы ограничивается напряжениями $\sim 1\text{В}$, а влияние совокупности технологических погрешностей на дрейф нуля измерительного тракта (аналогового интерфейса) превышает 1мВ . Именно эти обстоятельства ограничивают предельную разрядность таких ИД в рамках традиционных подходов к их построению [2].

Как правило, компенсация дрейфа нуля аналогового интерфейса (АИ) осуществляется либо на этапе тестирования соответствующих СФ блоков, либо на системном уровне за счёт выработки процедур инициализации через дополнительный встроенный ЦАП [1]. Однако в каждом из вариантов диапазон линейности АИ уменьшается и "расход" аналоговых компонентов существенно увеличивается.

Один из фундаментальных выходов из сложившегося положения связан с использованием в измерительном тракте СнК импульсно-потенциального АЦП

[3]-[8], обеспечивающего преобразование как опорного напряжения, так и измеряемой величины в импульсную последовательность с последующим изменением их длительности посредством реверсивных счётчиков. Отметим, что методическая погрешность такого преобразования определяется периодом колебаний тактового генератора ($2t_{\text{гг}}$) [5], а предельная разрядность (n) их ёмкостью. Так, при использовании глубокой субмикронной технологии ($\sim 0.18\text{мкм}$) среднее время задержки JK-триггера не превышает 200пс , поэтому частота их работы может составлять 2ГГц (с учётом относительно мягких требований к фронтам цифровых сигналов).

Таким образом, для 16бит диапазон рабочих частот с учётом "инженерных" (пятикратных) ограничений на частоту Найквиста превышает 6кГц , а для 12бит составляет 100кГц , что достаточно для широкого класса MEMS с учётом среднесрочной перспективы развития ИД.

Отметим, что в отличие от традиционных АЦП, измерение "малых" величин здесь осуществляется с более высокой точностью в силу принципа квантования по энергии [3].

Совокупность указанных свойств импульсно-потенциальных АЦП является достаточной для решения общей задачи его тестирования в структуре СнК на функциональном уровне и повышения предельной точности измерения.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Структурная схема аналоговой части АЦП [9] и базовая временная диаграмма приведены на рис. 1 и 2, соответственно.

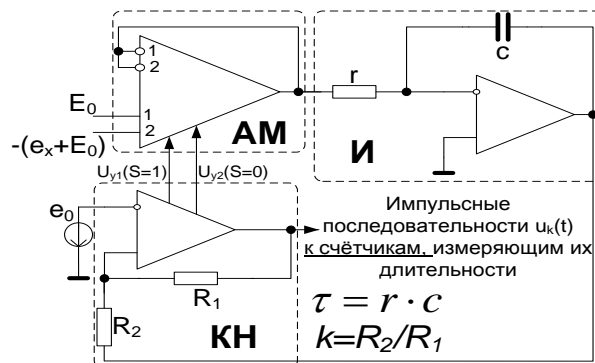


Рис. 1. Структурная схема АЦП импульсно-потенциального типа

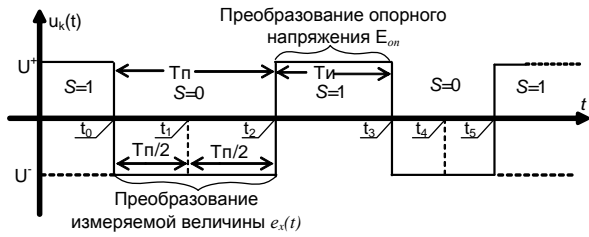


Рис. 2. Базовая временная диаграмма работы АЦП

На интервале $\{0, t_0\}$ ($S=1$, $u_c(0)=0$, $u(t)=E_0$) осуществляется запуск схемы и формирование в интеграторе (И) (рис. 1) начальных условий, необходимых для измерения $e_x(t)$, поэтому время запуска схемы определяется из соотношения:

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

где $\tau=rc$, $k=R_2/R_1$.

Отметим, что логическое состояние проходного ключа S , реализованного на аналоговом мультиплексоре (АМ), определяется управляющими сигналами (U_{y1} и U_{y2}) компаратора напряжения (КН).

В период паузы $\{t_0, t_2\}$ ($S=0$, $u(t)=-(E_0+e_x+e_0)$) выполняется преобразование измеряемого напряжения $e_x(t)$ в длительность отрицательного импульса (T_n)

$$T_n = \tau k \frac{U^- + U^+}{e_x(t) + E_0 + \Delta_2}. \quad (2)$$

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,

$$T_u = \tau k \frac{U^- + U^+}{E_0 + \Delta_1}. \quad (3)$$

В приведённых соотношениях погрешности

$$\Delta_1 = U_{др1} + \Delta E_0 + E_{см}, \quad (4)$$

$$\Delta_2 = U_{др2} + U_{дрАИ} + \Delta E_0 + E_{см} \quad (5)$$

аддитивно определяются дрейфом нуля АМ ($U_{др1}$ и $U_{др2}$), погрешностью реализации опорного напряжения (ΔE_0), дрейфом нуля аналогового интерфейса ($U_{дрАИ}$) измеряемой величины e_x и ЭДС смещения нуля ОУ ($E_{см}$) аналогового интегратора. Здесь индекс 1 или 2 определяется номером канала аналогового мультиплексора. Соотношения (4) и (5) обеспечивают реализуемость поставленной задачи простыми алгоритмическими методами непосредственно программируемым ядром СнК без изменения структуры АЦП.

III. БАЗОВЫЕ ПРОЦЕДУРЫ ТЕСТИРОВАНИЯ

Для обеспечения сходимости и возможности многократного использования процедуры с целью повышения точности и достоверности АЦ-преобразования потребуем предварительной

реализации условия $\Delta_1 > 0$ и логической управляемости опорного источника напряжения E_0 . Отметим, что это легко реализуется в структурах [10], [11].

Смысл и основные соотношения предлагаемой процедуры следуют из анализа схемы рис. 1 при выполнении условий, указанных на рис. 3. Предварительно отметим, что в силу асинхронности работы общей системы [12] перевод АЦП в режим тестирования ($E_0=0$) может осуществляться автоматом управления (АУ) в любой момент, следующий за первым (нечётным) периодом колебания, но так, чтобы условие $E_0=0$ сохранялось в течение одного полного периода колебаний преобразователя (рис. 1). Условие $e_x=0$, $E_0 \neq 0$ легко реализуется как непосредственно в АЦП, так и в структуре аналого-цифрового интерфейса сенсорного уровня [3]. Строго говоря, обсуждаемый интервал тестирования может содержать несколько периодов колебаний, но так, чтобы в них обязательно присутствовали указанные фазы формирования t_n и t_u . Комментируя сформулированные условия, необходимо дополнительно отметить, что аналоговая часть АЦП (рис. 1) должна характеризоваться низким уровнем шума, так, чтобы их низкочастотные составляющие не изменяли условия $\Delta_1 > 0$ при измерении t_u на интервале тестирования (см. п. V).

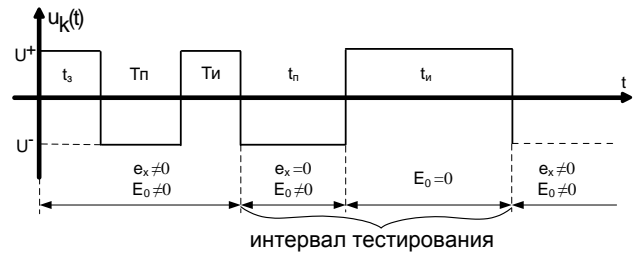


Рис. 3. Распределение периодов колебаний на этапе тестирования АЦП

В этом случае полученные ранее соотношения (2), (3) дополняются следующими выражениями

$$t_n = \tau k \frac{U^- + U^+}{E_0 + \Delta_2}, \quad (6)$$

$$t_u = \tau k \frac{U^- + U^+}{\Delta_1}, \quad (7)$$

и образуют систему для решения задач мониторинга, тестирования и измерения физических величин. Так, из (4)-(7) следует два автономных способа измерения e_x

$$e_x = E_0 \frac{T_n}{T_n} \cdot \frac{t_u}{t_n} \cdot \frac{t_n - T_n}{t_u - T_n}; \quad (8)$$

$$e_x = E_0 \frac{T_n - T_n}{T_n} + E_0 \frac{T_n}{t_u - T_n} \left(\frac{T_n - T_n}{T_n} - \frac{t_u - t_n}{t_n} \right). \quad (9)$$

Соотношение (8) предполагает непосредственное вычисление измеряемой величины при меньшем числе мультипликативных операций. С точки зрения реализации предельной точности разности измерения

$t_n - T_n$, $t_u - T_u$ могут формироваться в реверсивных счётчиках с восстановлением необходимых начальных условий на предыдущих полупериодах измерения физической величины [6]. Однако в этом случае входящие в (2), (3), (6), (7) компоненты соответствуют как интервалам измерения e_x , так и фазам тестирования схемы, что в конечном итоге и влияет на результирующую точность АЦ-преобразования. Действительно, как показано в [4], низкое влияние параметров схемы преобразователя (рис. 1) на точность вычисления e_x объясняется их идентичностью на периоде преобразования $T_u + T_n$, поэтому отношение длительности этих импульсов (2), (3) и обеспечивает высокую (близкую к методической) точность АЦ-преобразования. Указанное свойство в рамках первого способа (соотношение (8)) сохраняется только в случае периодического повторения интервала тестирования (вычисления длительностей t_u и t_n). С этих позиций второй способ (соотношение (9)) является более предпочтительным в силу того, что второе слагаемое определяет поправку, вызванную влиянием дрейфа нуля узлов аналоговой части АЦП. Если на интервале измерения параметры τ , k , U^+ , U^- остаются неизменными, то приведённые соотношения инвариантны воздействию дестабилизирующих факторов.

Полученный результат предполагает точное измерение t_u (7). Однако, если согласовать методическую точность АЦП и точность измерения Δ_1 , то при условии реализации n -разрядного преобразователя точность измерения t_u должна быть не хуже удвоенной.

Выбор числа разрядов счётчиков для измерения длительности импульсов (2) и (3) зависит как от требуемой точности, так и от характера измеряемой величины. Если $e_x \geq 0$, то эта разрядность равна n . Однако изменения других составляющих в этих соотношениях требуют определённого (на m) увеличения разрядности всех счётчиков

$$2^m > \Theta_\tau + \Theta_k + \frac{\Delta U^+ + \Delta U^-}{U^+ + U^-}, \quad (10)$$

где Θ_τ, Θ_k - относительные изменения параметров τ и k преобразователя рис. 1.

При измерении двуполярного e_x , но при выполнении неравенства $E_0 - e_x + \Delta_2 > 0$ необходимо использовать удвоенную разрядность счётчика измерения длительности паузы (2).

Приведённые оценки являются предельными. В реальных инженерных задачах измерение незначительных (15%-20% от максимального положительного значения) отрицательных величин является достаточным условием не только для диагностики, но и для автоматического управления, поэтому разрядность $n+m$ является вполне обоснованной.

С точки зрения робастности (низкой параметрической чувствительности) измерения e_x соотношение (9) является предпочтительным в силу того, что влияние τ , k , U^+ , U^- на длительности t_u и T_u оказывается "несогласованным" только при вычислении поправки

$$\Delta e_x = E_0 \frac{T_n}{t_n - T_n} \left(\frac{T_n - T_n}{T_n} - \frac{t_n - t_n}{t_n} \right), \quad (11)$$

численное значение которой в рамках решаемой задачи зависит от реализуемой разрядности. Действительно, относительное изменение (11), то есть правой части соотношения (9)

$$\frac{\Delta(\Delta e_x)}{\Delta e_x} = \frac{t_n}{t_n - T_n} (\Theta_{T_n} - \Theta_{t_n}), \quad (12)$$

вызванное такой несогласованностью, зависит от длительностей t_u и T_u и определяется относительными изменениями

$$\Theta_{T_u} = \Theta_{1\tau} + \Theta_{1k} + \Theta_{1(U^+ + U^-)}, \quad (13)$$

$$\Theta_{t_u} = \Theta_{2\tau} + \Theta_{2k} + \Theta_{2(U^+ + U^-)}, \quad (14)$$

где $\Theta_{1\tau}, \Theta_{2\tau}; \Theta_{1k}, \Theta_{2k}; \Theta_{1(U^+ + U^-)}, \Theta_{2(U^+ + U^-)}$ - относительные изменения постоянной времени τ , коэффициента k , граничных напряжений U^+ и U^- компаратора напряжения в периодах измерения e_x (индекс 1) и фазах тестирования (индекс 2).

В силу реализации неравенства $t_u \gg T_u$

$$\frac{\Delta(\Delta e_x)}{\Delta e_x} = (\Theta_{1\tau} - \Theta_{2\tau}) + (\Theta_{1k} - \Theta_{2k}) + (\Theta_{1(U^+ + U^-)} - \Theta_{2(U^+ + U^-)}). \quad (15)$$

Соответствующая параметрическая чувствительность несмотря на разностный принцип формирования функции (11) является единичной с точностью разрядности АЦП.

Соотношение (15) определяет предельные возможности предлагаемого метода тестирования и, следовательно, предельную возможность АЦП при выбранном способе учёта влияния погрешностей изготовления полупроводниковых компонентов. Так, при $t_u \gg T_u$ 100% невязка Θ_{T_u} и Θ_{t_u} между фазой тестирования и последующим периодами измерения e_x приводит к "потере" только одного разряда АЦП. При этом, как видно из (15), периодическое во времени повторение одной фазы тестирования (вычисление t_u) позволяет согласовать Θ_{T_u} и Θ_{t_u} , а значит повысить точность (достоверность) измерения входной величины.

IV. ОСНОВНЫЕ ПЕРИОДЫ И ФАЗЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АЦП

Как отмечалось в [7], повышение точности преобразования в таких АЦП обеспечивается применением реверсивных счётчиков. Согласно

соотношению (9) их количество необходимо увеличить до трёх. В этом случае взаимодействие преобразователя (рис. 1) с двоичными счётчиками и набором вспомогательных регистров (рис. 4) сохраняет прямой доступ к оперативной памяти центрального процессорного элемента (ЦПЭ) и асинхронность АЦ-преобразования.

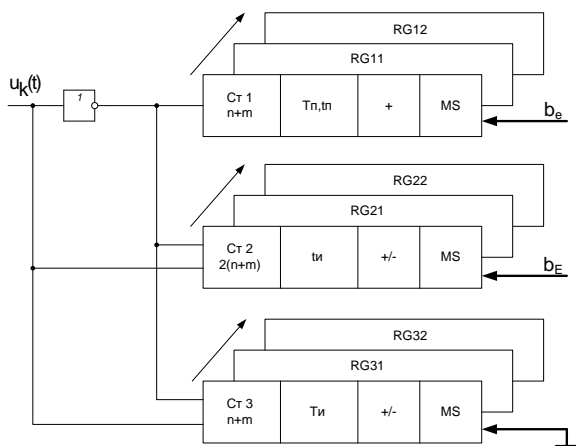


Рис. 4. Принцип взаимодействия аналоговой части АЦП с системой двоичных счётчиков

Для сохранения промежуточных значений и формирования начальных условий счётчика t_n-T_u (см. соотношение (9)) используются регистры $RG11-RG32$.

Управление работой счётчиков $CT1-CT3$ и вспомогательных регистров (табл. 1) осуществляется битами b_e и b_E автомата управления ЦПЭ, полярностью сигнала $u_k(t)$ компаратора напряжения (рис. 1) и его фронтами. Как отмечалось выше, переход

преобразователя в режим тестирования на его фазах осуществляется реализацией двух тестовых комбинаций $e_x=0$ ($b_e=1$), $E_0>0$ ($b_E=0$) и $e_x\neq 0$ ($b_e=0$), $E_0=0$ ($b_E=1$) через управляемый опорный источник напряжения E_0 и источник питания чувствительного элемента. Эти биты используются также для выбора номера двоичного счётчика и управления режимом работы $CT2$ (табл. 1).

Импульсным признаком начала и окончания фазы как интервала тестирования, так и периода измерения e_x , являются фронты компаратора напряжения (переходы от U^+ до U^- и от U^- до U^+). Эти особенности совместно с b_e и b_E осуществляют выбор регистров промежуточного хранения результатов преобразования импульсов в двоичных счётчиках и формирования их начальных условий (требуемые временные задержки реализуются в цифровых подсистемах MS (рис. 4)).

С точки зрения функционирования общей системы и ввода её в синхронизм по результатам обращения к регистрам промежуточного хранения эти подсистемы могут выполнять функции локального управления процедурой разрешение/запрет считывания данных из области указанных регистров. Эти сигналы формируются под управлением $u_k(t)$ и битом чётности/нечётности периода измерений [12]. Указанный признак достаточен для вычисления $e_x(t_i)$ с учётом особенностей, показанных на рис. 2, а также определения через конечные разности её производной [8]. В этом случае необходимо вводить дополнительные (не показанные на рис. 4) вспомогательные регистры при сохранении рассмотренного принципа функционирования АЦП.

Таблица 1

Управление работой счётчиков и вспомогательных регистров

№ СТ	разрядность	Измеряемый параметр	Логические условия режима		Начальные условия СТ	Регистр хранения	Режим работы АЦП	Импульсный признак		Автомат управления	
			+	-				начало	конец	b_e	b_E
CT1	n+m	t_n	$e_x=0$ ($b_e=1$) $E_0>0$ ($b_E=0$) $u_k=U^-$	нет	0	RG11	тестирование	$U^+ \downarrow U^-$	$U^- \uparrow U^+$	1	0
		T_n	$e_x\neq 0$ $E_0>0$ ($b_E=0$) $u_k=U^-$	нет	0	RG12	измерение	$U^+ \downarrow U^-$	$U^- \uparrow U^+$	0	0
CT2	2(n+m)	t_u	$E_0=0$ ($b_E=1$) $u_k=U^+$	нет	0	RG21	тестирование	$U^- \uparrow U^+$	$U^+ \downarrow U^-$	0	1
		t_u-T_u	нет	$E_0>0$ ($b_E=0$) $u_k=U^+$	t_u	RG22	измерение	$U^- \uparrow U^+$	$U^+ \downarrow U^-$	0	0
CT3	n+m	T_u	$E_0>0$ ($b_E=0$) $u_k=U^+$	нет	0	RG31	измерение	$U^- \uparrow U^+$	$U^+ \downarrow U^-$	0	0
		T_u-T_n	нет	$E_0>0$ ($b_E=0$) $u_k=U^+$	T_u	RG32	измерение	$U^+ \downarrow U^-$	$U^- \uparrow U^+$	0	0

Примечание. Перевод $u_k(t)=\{U^+, U^-\}$ в бинарные сигналы осуществляется логическим формирователем (рис. 4); b_e, b_E - биты автомата управления ЦПЭ. Для условия $e_x=0$ $b_e=0$, а для $E_0=0$ $b_E=1$. Формирование начального условия в CT2 t_u на этапе измерения e_x осуществляется записью содержимого RG21 после переноса содержимого CT2 в RG22 по признаку окончания импульса T_u и перехода компаратора в режим формирования паузы (T_n). Аналогично, нулевые начальные условия CT1-CT3 устанавливаются после переноса их содержимого в регистры временного хранения. Начальные условия T_u в CT3 устанавливаются автоматически после окончания T_u ($u_k(t)=U^+$), а переход его в режим

вычитания осуществляется отрицательным фронтом (переход $u_c(t)$ от U^+ до U). Адресация регистров RG11-RG32 осуществляется через $b_o, b_E, u_c(t)$ и импульсные признаки начало/конец.

Из базового соотношения (9) следует, что вычисление e_x базируется на формировании трёх структурно подобных составляющих

$$\frac{T_n - T_n}{T_n}, \frac{T_n}{t_u - T_n}, \frac{t_u - t_n}{t_n}, \quad (16)$$

которые в программируемом ядре системы могут "доводиться" до уровня двоичных слов посредством специального СФ блока или сигнального сопроцессора.

В [12] показано, что эти преобразования реализуются в асинхронном режиме на определённых машинных циклах автомата управления, поэтому тестирование (вычисление t_u и t_n) возможно внутрисистемным программным путём.

V. ВЛИЯНИЕ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ НА ТОЧНОСТЬ ТЕСТИРОВАНИЯ

С точки зрения организации процесса преобразования рассматриваемый АЦП является динамической системой с композицией детерминированных и случайных составляющих. Однако, если предположить, что аналоговый компаратор не имеет динамического гистерезиса, то начальные условия

$$U_c(t_0) = U_c(t_3) = kU^+ - e_0(1+k) \quad (17)$$

в окрестностях t_0 и t_3 не имеют случайных составляющих. Именно поэтому в первом приближении задача сводится к анализу влияния "белого" шума, характерного для реальных процессов, на точность формирования длительности тестового импульса. Анализ структуры аналоговой части АЦП (рис. 1) показывает, что в этом случае

$$t_u = \tau \left(k \frac{U^- + U^+}{\Delta_1} + \frac{\sigma_x}{\Delta_1} \right), \quad (18)$$

где σ_x - среднеквадратичное ($\sigma_x^2 = D_x$) значение случайной составляющей на выходе аналогового интегратора.

Таким образом, приращение длительности положительного импульса, вызванное влиянием случайных воздействий, определяется следующим соотношением:

$$\Delta t_u = \tau \sigma_x / \Delta_1. \quad (19)$$

На этом интервале АЦП описывается дифференциальным уравнением

$$\dot{x}(t) = -\frac{1}{K_0 \tau} x(t) + \frac{1}{\tau} v(t), \quad (20)$$

где K_0 - статический коэффициент усиления операционного усилителя (ОУ); $v(t)$ -

некоррелированный с начальными условиями центрированный белый шум интенсивностью σ_0^2 .

Следуя [13], получим

$$\sigma_x^2(t) = \frac{\sigma_0^2 K_0}{2} \left(1 - e^{-\frac{t}{K_0 \tau}} \right). \quad (21)$$

При $K_0 \gg 1$ на интервале $\{t_0, t_2\}$ можно считать

$$\sigma_x^2(t) \approx \sigma_0^2 \frac{t_u}{\tau}. \quad (22)$$

Для реального процесса при $S=1$ полоса пропускания ($\omega = 2\pi f_n$) всегда ограничена, поэтому для стационарного случайного процесса, имеющего постоянный спектр от $-f_n$ до $+f_n$, дисперсия может быть определена соотношением

$$\sigma_0^2(t) = 2G_0^2 f_n, \quad (23)$$

где $G_0[B/\sqrt{Гц}]$ - спектральная плотность собственного шума всего тракта преобразования.

Таким образом, как видно из (21) и (23), процесс является устойчивым и имеет конечную установившуюся величину. Тогда

$$\Delta t_u = \frac{\sigma_0}{\Delta_1} \sqrt{t_u \tau}. \quad (24)$$

С учетом (18) при условии двойной разрядности преобразования t_u для наихудшего случая получим взаимосвязь параметров проектирования АЦП при условии, что найденная погрешность не превышает погрешность метода преобразования

$$\sqrt{\frac{\tau}{t_u} 2^{n+m-1}} \cdot \frac{\sigma_0}{\Delta_1} \leq 1. \quad (24)$$

Например, для определения постоянной времени интегратора можно использовать неравенство

$$\tau \leq 2^{n+m-1} \cdot \left(\frac{\Delta_1}{\sigma_0} \right)^2 \cdot t_{fT}. \quad (25)$$

Полученное соотношение формирует область параметрического компромисса при проектировании отдельных узлов АЦП и обосновывает необходимость решения частных задач схемотехнического характера, среди которых важнейшей является создание маломощных аналоговых мультиплексоров и широкодиапазонных ОУ для реализации интегратора. Так, при диапазоне рабочих частот в 100кГц при $f_T=2ГГц$, $\tau=150мкс$, $n=12$, $m=4$ оказывается достаточным $\sigma_0=10нВ/\sqrt{Гц}$ при $\Delta_1=100мкВ$, что в конечном итоге не создаёт дополнительных как схемотехнических, так и технологических проблем.

Увеличение Δ_1 до уровня 10^0 мВ облегчает эту задачу, а также позволяет увеличить постоянную времени τ .

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в работе результаты тестирования влияния дрейфа нуля аналоговых трактов на результаты АЦ-преобразования позволяют минимизировать действие основных (доминирующих) технологических погрешностей изготовления полупроводниковых компонентов до уровня оценки (13). При этом тестовые испытания предполагают внутрисистемное (для СнК) логическое управление опорным источником напряжения и "снятие" входной измеряемой величины. Последнее легко реализуется в мостовых MEMS через источник его опорного напряжения [1]. Настоящий период (совокупность фаз) преобразования импульсно-потенциального АЦП является однократным (тестовым), формирует соответствующие длительности импульса (7) и паузы (6), которые позволяют на базе простейших процедур вычислить поправочную (11) составляющую измеряемой величины и обеспечить предельную точность АЦ-преобразования.

При необходимости эта процедура может повторяться многократно с учётом влияния на Δ_1 и Δ_2 (соотношения (4), (5)) других текущих дестабилизирующих факторов, которые контролируются дополнительными менее точными каналами измерения в микроэлектронной системе.

Приведённые в табл. 1 логические признаки и импульсные последовательности достаточны для формирования совместно с другими особенностями функционирования АЦП как алгоритмов функционирования общего автомата управления, так и дополнительных (вспомогательных) для ЦПЭ вычислительных блоков, направленных на повышение производительности и точности проектируемой микроэлектронной системы.

Вводимый интервал тестирования не изменяет других базовых свойств АЦП – асинхронность, режим прямого доступа к ОЗУ результатов преобразования, низкое влияние параметров аналоговых компонентов [5]-[8], а также возможность оценки (измерения) производной входной величины, низкое влияние шумов и импульсных помех.

Совокупность указанных результатов обеспечивает импульсно-потенциальному АЦП серьёзные преимущества в СФ блоках СнК, ориентированных на датчиковую и диагностическую аппаратуру.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Пьявченко О.Н., Крутчинский С.Г., Клевцов С.И., Пьявченко А.О. Особенности структурно-функционального построения прецизионного интеллектуального микропроцессорного преобразователя интеллектуального датчика давления // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем - 2008. Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИПИМ РАН, 2008. С. 378-383.
- [2] Reza Moghimi Ask the Applications Engineer - 39: Zero Drift Operational Amplifiers. URL: http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/44-03/zero_drift.html (дата обращения: 18.02.14).
- [3] Крутчинский С.Г. Аналого-цифровые интерфейсы микроконтроллерных адаптивных регуляторов циклического типа для объектов электроэнергетики // Известия РАН «Автоматика и телемеханика». 2006. № 5. С. 163-174.
- [4] Крутчинский С.Г. Баранов Р.Г. Аналого-цифровые интерфейсы смешанных систем на кристалле // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем - 2008. Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИПИМ РАН, 2008. С. 354-359.
- [5] Крутчинский С.Г. Цыбин М.С. Аналого-цифровые преобразователи для смешанных систем на кристалле. Научно-технические ведомости СПбГПУ // Информатика, Телекоммуникации и управление. 2010. №3 (101). С. 192-196.
- [6] Жебрун Е.А. Импульсные АЦП смешанных СнК // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники. Материалы VIII Междунар. науч.-практ. Семинара. 26-27 окт. 2011. Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. ISBN 978-5-93834-696-3. С. 86-88.
- [7] Жебрун Е.А. Импульсно-потенциальные АЦП смешанных СнК в КМОП-базисе // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в энергетике». Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. С. 66-71.
- [8] Жебрун Е.А. АЦП импульсно-потенциального типа в КМОП-базисе для смешанных СнК // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем - 2012. Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИПИМ РАН, 2012. С. 356-361.
- [9] Крутчинский С.Г. Жебрун Е.А. Прокопенко Н.Н. Шакурский М.В. Преобразователь входного напряжения в длительность импульсов. Патент РФ № 2488959 МПК8 H03M 1/60 G01R 19/. – № 2012136478/08; заявл. 24.08.12.; публ. 27.07.13 БИ № 21(485).
- [10] Старченко Е.И. Стабилизаторы напряжения с компенсационно-параметрическими каналами: монография / Е.И. Старченко. Шахты: ГОУ ВПО "ЮРГУЭС", 2009. 108 с. : ил. ISBN 978-5-93834-451-8.
- [11] Старченко Е.И., Кузнецов П.С. Способ компенсации квадратичных составляющих температурного дрейфа источников опорного напряжения // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем - 2012. Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИПИМ РАН, 2012. С. 344-349.
- [12] Крутчинский С.Г. Жебрун Е.А. Прокопенко Н.Н. Программное обеспечение аналого-цифрового интерфейса для работы с микро- и наносенсорами. Свидетельство № 2013660960 о государственной регистрации программ для ЭВМ., заяв №2013618839 от. 07.10.13. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ 25.11.13.
- [13] Гайдук А.Р. Теория автоматического управления: Учебник / А.Р. Гайдук. М.: Высшая школа, 2010. 415 с.: ил. ISBN 978-5-06-006055-3.