

УДК681.324.687

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОКРИСТАЛЬНЫХ КОНВЕЙЕРНЫХ АЦП С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ, КАК СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ

Кононов В.С., к.т.н., АО «Специализированное конструкторско-технологическое бюро электронных систем», e-mail: casandra1983@mail.ru.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОКРИСТАЛЬНЫХ КОНВЕЙЕРНЫХ АЦП С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ, КАК СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ

Кононов В.С.

Исследованы низковольтные усилители телескопического типа на основе КМОП-технологии с проектными нормами 180 нм и 60 нм. Установлено, что наилучшие характеристики по нелинейности в диапазоне частот до 250 МГц имеют усилители, изготовленные по технологии с проектными нормами 180 нм. Показано, что усилители типа сложенного каскода с напряжением питания 2,5-3 В и каскодными транзисторами с предельно-допустимыми межэлектродными напряжениями 1,2-1,8 В могут деградировать и даже катастрофически отказывать при воздействии ТЗЧ. Рассмотрены технические решения для проведения калибровки смещения и выравнивания усиления каналов при создании 4-канальных 12-14-разрядных АЦП с частотой преобразования до 1 ГГц и 0,5 ГГц соответственно. Показано, что многокристальное исполнение АЦП такого типа в виде микросборок позволяет достичь типовых значений интегральной нелинейности, отношения сигнал/шум и динамического диапазона.

Ключевые слова: АЦП, преобразование, усиление, шум, нелинейность, микросборка.

Ключевые слова: АЦП, преобразование, усиление, шум, нелинейность, микросборка.

Введение

Характеристики аналого-цифровых преобразователей (АЦП) во многом определяют развитие современной коммуникационной аппаратуры для наземных и космических приложений.

По существующим требованиям частота преобразования (F_{np}) и разрядность (N) АЦП для таких приложений должны составлять [1]:

$$\begin{aligned} F_{np} &= 0,5 - 2 \text{ ГГц}, \\ N &= 12 - 16, \text{ бит}. \end{aligned} \quad (1)$$

Кроме этих (базовых) требований также предъявляется целый ряд дополнительных требований, которые зависят от конкретной аппаратуры. Например, для космической аппаратуры важное значение имеют потребляемая мощность и устойчивость АЦП к воздействию одиночных частиц, особенно высокоэнергетичных протонов (ВЭП) и тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ) типа сложных ионов и ядер тяжелых элементов (вплоть до урана) с энергией до 1020 МэВ·нуклон⁻¹ [2].

За рубежом проблему стойкости к воздействию одиночных частиц все чаще решают путем постпроизводственной обработки полупроводниковых пластин ионами и нейтральными частицами по всей глубине приборного слоя, включая скрытый диэлектрик в КМОП-КНИ-структурах [3]. Цель такой обработки – внедрение ловушек и центров рекомбинации избыточных носителей, возникающих в процессе воздействия одиночных частиц. В итоге это позволяет ограничить изменение пороговых напряжений в результате накопления положительного заряда в диэлектрике и уменьшить броски

Исследованы низковольтные усилители телескопического типа на основе КМОП-технологии с проектными нормами 180 нм и 60 нм. Установлено, что наилучшие характеристики по нелинейности в диапазоне частот до 250 МГц имеют усилители, изготовленные по технологии с проектными нормами 180 нм. Показано, что усилители типа сложенного каскода с напряжением питания 2,5-3 В и каскодными транзисторами с предельно-допустимыми межэлектродными напряжениями 1,2-1,8 В могут деградировать и даже катастрофически отказывать при воздействии ТЗЧ. Рассмотрены технические решения для проведения калибровки смещения и выравнивания усиления каналов при создании 4-канальных 12-14-разрядных АЦП с частотой преобразования до 1 ГГц и 0,5 ГГц соответственно. Показано, что многокристальное исполнение АЦП такого типа в виде микросборок позволяет достичь типовых значений интегральной нелинейности, отношения сигнал/шум и динамического диапазона.

уровней лог. «0» при «заваливании» рп-переходов такими носителями.

Данный способ повышения стойкости к воздействию одиночных частиц является чрезвычайно эффективным. Однако в России такой обработки пока нет и поэтому остается либо специальная защита, либо применение техники резервирования. Такая техника давно отработана для цифровых микросхем (мажоритарная логика с двойной и тройной избыточностью) [2]. Для аналоговых и аналого-цифровых микросхем также возможно применение техники резервирования или специальной модификации аналоговых блоков с определенной избыточностью [4].

Архитектура

При создании современных высокоскоростных АЦП обычно идут по пути использования многоканальной конвейерной архитектуры с временным разделением

каналов [5]. В такой архитектуре каждый канал представляет собой многосекционный АЦП с предельно-достижимой для выбранной технологии частотой преобразования. При этом частота преобразования АЦП определяется произведением числа каналов (k) на частоту преобразования одного канала (F_{npi}):

$$F_{np} = k \cdot F_{npi}. \quad (2)$$

В данной работе была исследована 4-канальная архитектура (рис. 1), которая по технологическим соображениям оказалась наиболее приемлемой при создании 12- и 14-разрядных АЦП с частотами преобразования до 1 ГГц и 0,5 ГГц соответственно. Блок-схемы одноканальных АЦП для такой архитектуры показаны на рис. 2 и рис. 3.

Разрядность секций в каждом канале выбиралась в пределах 2,5-4 бит из соображений уменьшения количества межсекционных усилителей (на рис. 2, 3 не показаны), которые оказывают определяющее влияние на потребляемую мощность, линейность, чувствительность АЦП к воздействию ТЗЧ и на затраты площади кристалла, особенно с учетом необходимости размещения аппаратных средств для компенсации разбросов емкостей внутрисекционных конденсаторов и коэффициентов усиления этих усилителей. Упомянутые аппаратные средства необходимы также для балансировки каналов, без которой в процессе преобразования будут появляться паразитные гармоники, приводящие к снижению SFDR (динамический диапазон).

При исследовании 4-канальной архитектуры пришлось делать выбор между однокристалльным исполнением АЦП с возможностью снижения SNR (отношение сигнал/шум) из-за проникновения шумов по перекрестным связям, в том числе по подложке, и многокристалльным исполнением с типовым SNR.

Для уменьшения влияния шумов напрашивается использование КНИ-подложек, которые отличаются меньшим проникновением шумов по подложке по сравнению с подложками на объемном кремнии. Однако это свойство в полной мере соответствует только подложкам типа КНС (кремний на сапфире), в то время как обычные КНИ-подложки со скрытым диэлектриком обладают экранирующими свойствами на частотах не более ~ 100 МГц [6]. В исследуемой архитектуре максимальная частота преобразования одного канала $F_{npi\max} \geq 12,5$ МГц, поэтому многокристалльное исполнение АЦП становится наиболее предпочтительным.

Следует заметить, что многокристалльное исполнение наиболее предпочтительно не только из-за возможности повышения SNR. Практика проектирования АЦП с разрядностью более 12 бит выявила значительную зависимость линейности усилителей и в целом АЦП от технологии изготовления. Последние исследования [7-12] показали, что разработка малопотребляющих одноканальных 14-16-разрядных АЦП является более успешной при использовании КМОП-технологий с проектными нормами 180 нм.

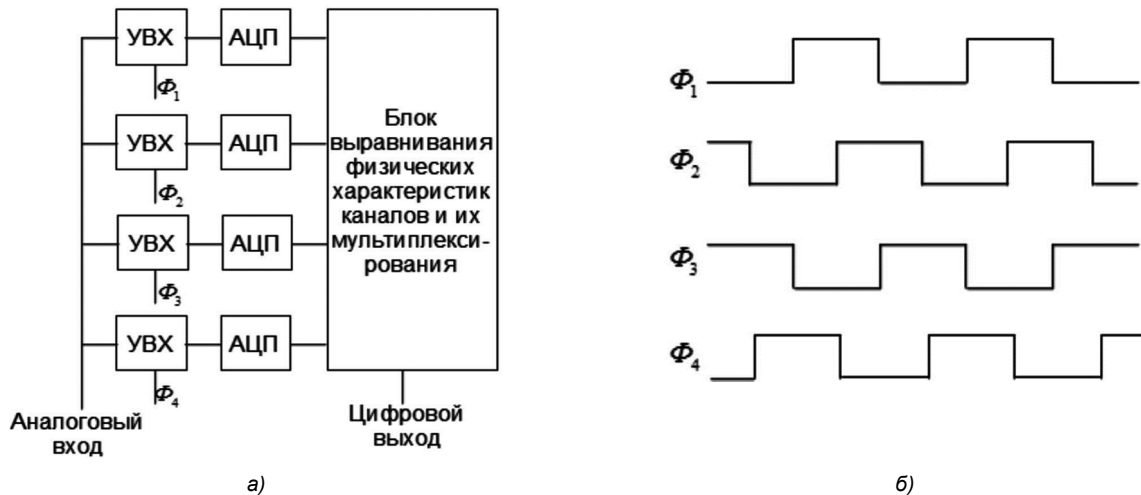


Рис. 1. Блок-схема 4-канального АЦП (а) и его временная диаграмма (б)

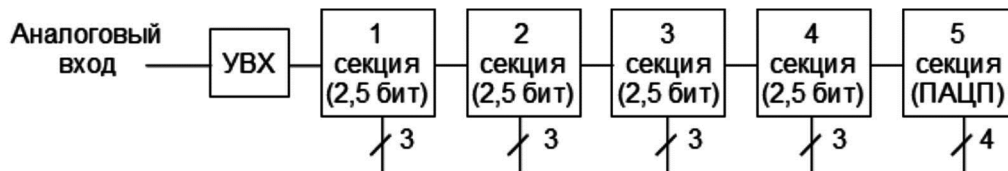


Рис. 2. Блок-схема одного канала 12-разрядного АЦП: ПАЦП – параллельный (flash) АЦП

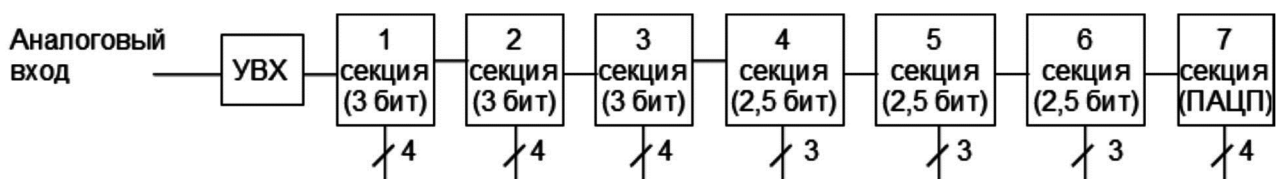


Рис. 3. Блок-схема одного канала 14-разрядного АЦП

Однако реализация многоканальных АЦП такого типа на одном кристалле затруднена из-за топологических ограничений по занимаемой площади.

Для таких технологий производство крутизны (S) МОП-транзисторов на их выходное сопротивление в активной области ($R_{вых}$) является более высоким по сравнению с технологиями с меньшими проектными нормами (например, 45-60 нм):

$$S \cdot R_{вых}(180 \text{ нм}) > S \cdot R_{вых}(45 - 60 \text{ нм}) \quad (3)$$

Однако 180 нм-КМОП-технология, как и любая другая технология, характеризуется определенными технологическими разбросами, в частности разбросами емкостей конденсаторов, которые оказывают влияние на точность преобразования. Для нивелирования таких разбросов обычно проводится внутриканальная калибровка, целесообразность которой, как показывает практика, оправдана только при $N > 12$ бит.

Усилители

Усилители в УВХ и между соседними секциями конвейера должны иметь вполне определенные характеристики, от которых зависит точность преобразования АЦП. Например, для получения типовых значений интегральной нелинейности (INL), не выходящих за пределы

$$INL = \pm(3,5 - 4) \text{ МР}, \quad (4)$$

где МР – единица измерения нелинейности, необходимо, чтобы точность установления напряжений на обоих выходах УВХ была равна

$$\Delta U_{вых} \leq (3,5 - 4) \text{ МР} = (3,5 - 4) \frac{U_{ин}}{A_0}. \quad (5)$$

Здесь $A_0 = 2^{N+1}$ – коэффициент усиления усилителя без обратной связи на низкой частоте, N – разрядность АЦП, а $U_{ин}$ – шкала (диапазон изменения входного

дифференциального напряжения), которая должна соответствовать негласному правилу

$$U_{ин} = 1 - 2 \text{ В}. \quad (6)$$

Выбор схемотехнических решений для усилителей зависит от множества факторов, в том числе от возможностей существующих технологий и технических требований. В отечественной практике при создании, например, 12-разрядного 200 МГц-КМОП-АЦП был использован усилитель на основе сложенного каскада и 180 нм-КМОП-технологии. Аналогичный усилитель (рис. 4) в совокупности с 60 нм-КМОП-технологией был использован в одной из версий 16-разрядного 500 МГц КМОП-АЦП. Однако интегральная нелинейность такого АЦП оказалась на уровне 12-разрядного АЦП, что недостаточно для обеспечения стандартной точности (4).

Необходимо отметить, что усилитель (рис. 4), несмотря на достаточно высокую скорость нарастания выходного напряжения (до 6,3 ГВ/с), имеет один существенный недостаток, ограничивающий его использование в АЦП для космических приложений. Этот недостаток связан с отклонением межэлектродных напряжений от общепринятых правил при достижении такой скорости, согласно которым эти напряжения в МОП-транзисторах при последовательном включении не должны превышать по абсолютной величине предельно-допустимые значения.

В обычных условиях эксплуатации, исключающих воздействие ТЗЧ, последовательное включение транзисторов с разными предельно-допустимыми напряжениями по схеме (рис. 4) вполне допустимо. При этом достаточно выбрать правильные соотношения размеров транзисторов, чтобы при их переключении размахи напряжений не превышали предельно-допустимые значения. Однако гарантировать выполнение этого условия при воздействии ТЗЧ невозможно.

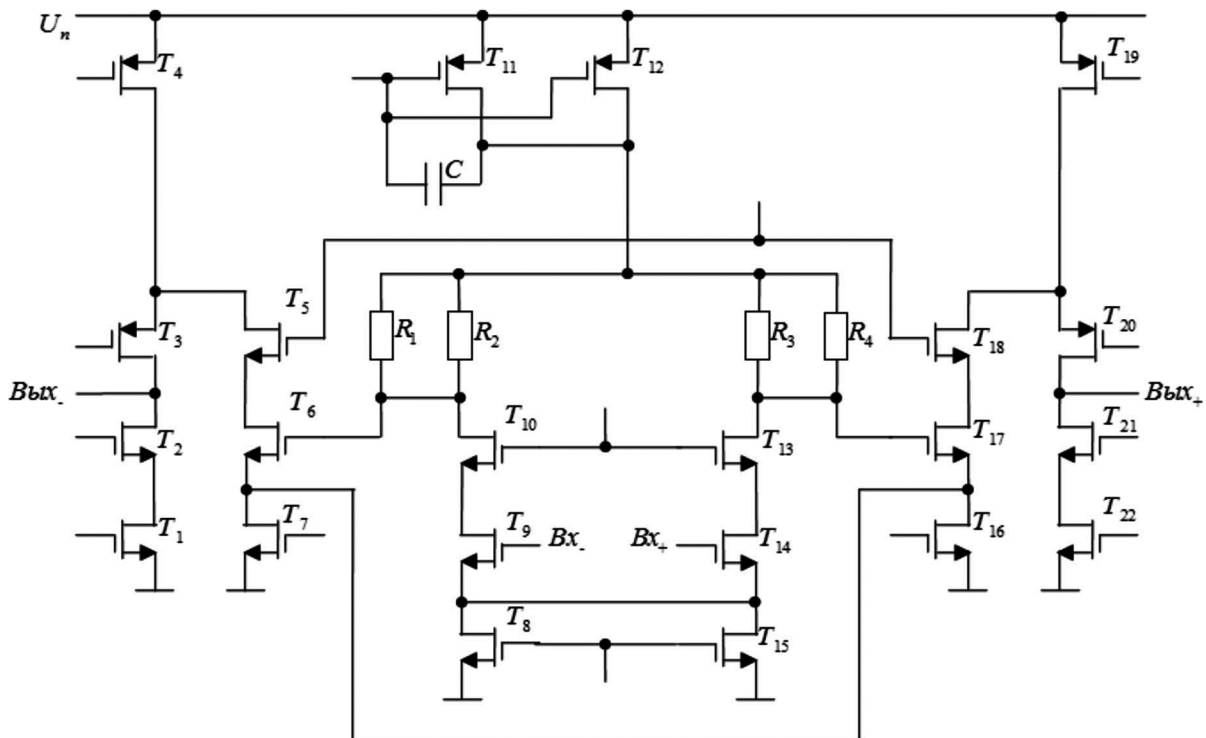
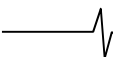


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема межсекционного усилителя



В данном случае может наступить пробой одного из низковольтных транзисторов при попадании ТЗЧ в активную область или, как минимум, произойдет изменение порогового напряжения под влиянием «горячих» носителей, забрасываемых в подзатворный диэлектрик из канала в предпробойном режиме работы.

Изменение порогового напряжения, в свою очередь, может спровоцировать дополнительное смещение межсекционного усилителя и даже его полную разбалансировку. Первый случай обычно не представляет большой опасности и достаточно просто нивелируется встроенными средствами автоматической калибровки смещения. Второй случай, наоборот, может привести к параметри-

ческому отказу усилителя и в целом АЦП. Именно по этим причинам схему (рис. 4) не следует использовать при проектировании АЦП для космических приложений.

В последние годы предпочтение стали отдавать телескопическим усилителям и усилителям типа сложного каскода с низким напряжением питания $U_n = 1,2-1,8$ В [7-12]. Такой подход позволяет устранить отмеченную выше проблему ТЗЧ и, одновременно, приводит к снижению потребления АЦП, что имеет важное значение для космических приложений.

В данной работе были исследованы два типа телескопических усилителей, предназначенных для работы на частотах до 125 МГц и 250 МГц. В обоих случаях наи-

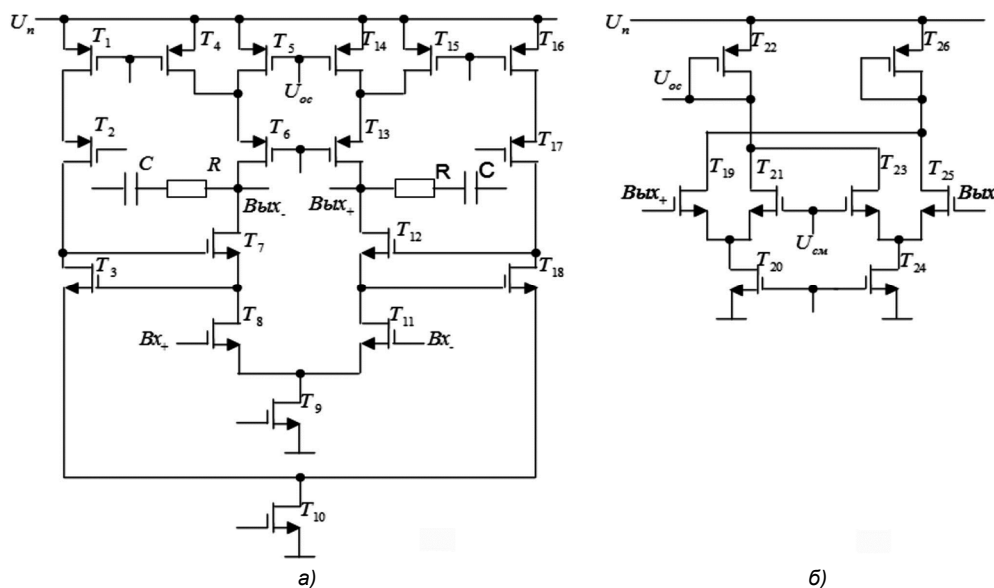


Рис. 5. Принципиальные электрические схемы 1 ступени усилителя (а) и блока стабилизации синфазного напряжения (б): U_{oc} – напряжение обратной связи; U_{cm} – напряжение смещения

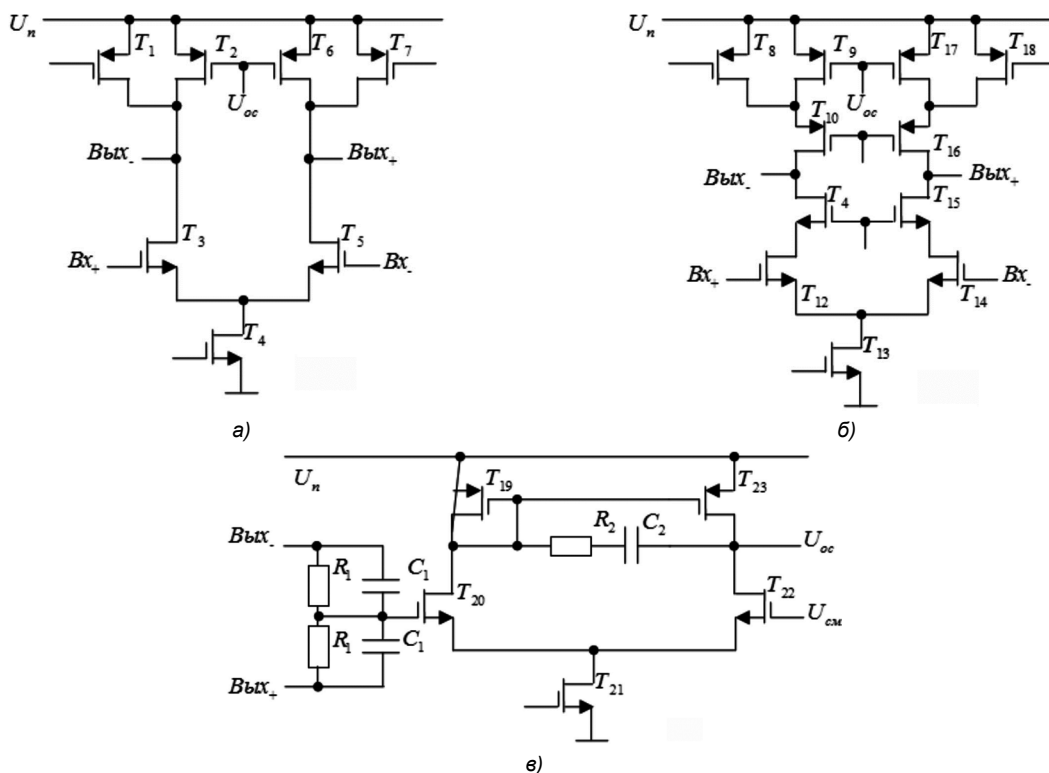


Рис. 6. Принципиальные электрические схемы вторых ступеней усилителей с $U_n = 1,8 \text{ В} \pm 5\%$ (а) и $U_n = 1,2 \text{ В} \pm 5\%$ (б) и блока стабилизации синфазных напряжений (в) для этих усилителей

Таблица 1. Показатели интегральной нелинейности

INL, мкВ	Режим			Технология	Примечание
	U_n , В	T , °C	модель		
120	1,71	110	<i>s</i>	180 нм-КМОП	$N = 12$ бит $F_{np} \leq 250$ МГц 1 МР = 110 мкВ
100	1,71	-40	<i>s</i>		
50	1,71	110	<i>f</i>		
50	1,71	-40	<i>f</i>		
86	1,89	110	<i>s</i>		
120	1,89	-40	<i>s</i>		
40	1,89	110	<i>f</i>		
40	1,89	-40	<i>f</i>		
130	1,2	110	<i>s</i>	60 нм-КМОП	
110	1,2	-40	<i>s</i>		
160	1,2	110	<i>f</i>		
20	1,2	-40	<i>f</i>		
25	1,71	110	<i>s</i>	180 нм-КМОП	$N = 14$ бит $F_{np} \leq 125$ МГц 1 МР = 28 мкВ
18	1,71	-40	<i>s</i>		
14	1,71	110	<i>f</i>		
11	1,71	-40	<i>f</i>		
22	1,89	110	<i>s</i>		
16	1,89	-40	<i>s</i>		
11	1,89	110	<i>f</i>		
9	1,89	-40	<i>f</i>		

T – температура кристалла; *s* и *f* – модели МОП-транзисторов соответственно медленного и быстрого типов

лучшие результаты были получены для 2-ступенчатых усилителей с одинаковой схмотехникой 1-й ступени (рис. 5) и различным построением 2-й ступени в зависимости от технологии изготовления (180 нм – КМОП и 60 нм – КМОП) (рис. 6).

В результате проведенных исследований показатели интегральной нелинейности усилителя в составе УВХ соответствовали типовым нормам (табл. 1).

Однако это соответствие в полной мере было реализовано только при разрядности АЦП не более 12 бит. При $N = 14$ бит приемлемое значение INL было достигнуто только при использовании КМОП-технологии с нормами 180 нм, что косвенно подтверждает влияние соотношения (3).

Питание $U_n = 1,2$ В в табл. 1 означает, что усилитель в УВХ, изготовленный по технологии с проектными нормами 60 нм, может использоваться только при таком фиксированном напряжении питания. В этом случае, как показали исследования, нелинейность является минимальной. В 60 нм – КМОП-технологии напряжение $U_n = 1,2$ В является номинальным для 1,2 В – транзисторов и может быть обеспечено по схеме (рис. 7).

Использованная в экспериментах 60 нм – КМОП-технология допускает изготовление 1,8 В – РМОП-транзисторов с предельно-допустимыми межэлектродными напряжениями до ~2,0 В. Однако количество последовательно соединенных пар таких транзисторов в схеме (рис. 7) должно быть не менее 10 пар. Это необходимо для предотвращения возникновения бросков напряжения питания УВХ более 1,3 В (предельно-допустимое значение для 1,2 В – транзисторов) при попадании ТЗЧ в активную область одного из 1,8 В –

РМОП-транзисторов.

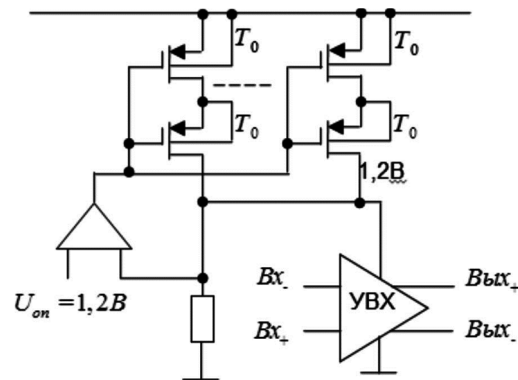


Рис. 7. Схема стабилизации напряжения питания УВХ:
 T_0 - 1,8 В – РМОП-транзисторы

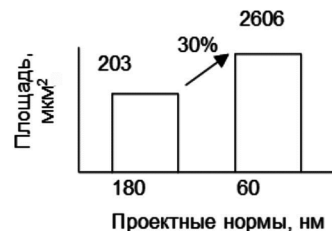


Рис. 8. Соотношение эффективных площадей усилителей с различными проектными нормами

По результатам проведенных исследований необходимо также отметить, что схемы (рис. 5-7), рассматриваемые в данном разделе с точки зрения применимости в УВХ, могут использоваться и при построении межсекционных усилителей. Однако, как показали эти исследования, необходимо учитывать, что эффективная площадь одного усилителя с проектными нормами 180 нм оказы-

вается почти на 30 % меньше площади такого же усилителя с проектными нормами 60 нм (рис. 8). В данном случае также просматривается влияние соотношения (3).

Секции конвейеров

В конвейерах на рис. 2, 3 используются секции на основе перемножающих цифро-аналоговых преобразователей (ПЦАП) (рис. 9). В 2,5-разрядной секции применен обычный ПЦАП без избыточности, а в 3-разрядной секции – с 1-битной избыточностью [12].



Рис. 9. Блок-схема конвейерной секции на основе ПЦАП: САЦП – секционный АЦП; СДШ – секционный дешифратор

Требования к тактовым импульсам для управления ключами в ПЦАП и САЦП отличаются от аналогичных требований для управления ключами в обычных логических элементах (защелки, триггеры, регистры и т.д.). В последнем случае изменение амплитуд тактовых импульсов в пределах типовых отклонений напряжений питания U_{n1} и U_{n2} не будет оказывать заметное влияние на работу АЦП. Однако аналогичное изменение амплитуд тактовых импульсов при управлении ключами в цепях перезаряда конденсаторов в ПЦАП и САЦП может существенно ограничить скорость преобразования АЦП.

Основной причиной ухудшения скорости преобразования является уменьшение эффективного напряжения «затвор-исток» в ключевых транзисторах при изменении входного сигнала, которое влияет на проходное сопротивление ключей и, как следствие, на время перезаряда упомянутых конденсаторов.

Попытки использовать в качестве ключей высоковольтные транзисторы не привели к устранению данного недостатка, так как такие транзисторы вносят заметную паразитную емкость в переключаемые цепи и являются потенциально менее быстродействующими по сравнению с низковольтными транзисторами. В итоге

приемлемый компромисс по скорости преобразования был достигнут при использовании 1,8 В – транзисторов со смещением их подложки до $U_n = 0,625$ В и тактовых импульсов с амплитудой $2,5 \text{ В} \pm 5 \%$.

В этом случае при выборе оптимальной шкалы $U_{ш} = 0,9$ В со средней «точкой» $\bar{U} = 0,95$ В, равной синфазному напряжению на входе и выходе усилителя, напряжение «затвор-исток» изменяется в допустимых пределах:

$$1,75 \text{ В} \leq U_{зш} \leq 2 \text{ В}. \quad (7)$$

При таком напряжении быстродействие ключей на 1,8 В – транзисторах оказалось вполне достаточным для ПЦАП и САЦП.

Для реализации условия (7) при управлении ключами с выходов САЦП используются обычные низковольтные компараторы с дополнительными устройствами повышения уровней выходных напряжений до $U_{вых} = 2,5 \text{ В} \pm 5 \%$. Применение таких устройств позволило сохранить быстродействие САЦП на приемлемом уровне.

Формирователи тактовых импульсов

В соответствии с выбранной концепцией построения многокристального 4-канального АЦП формирователи тактовых импульсов были созданы по 2-ступенчатой схеме, размещаемой на каждом кристалле (рис. 10-12). Блок-схема программирования временной диаграммы показана на рис. 11, а блок-схема оконечного каскада формирователей – на рис. 12.

С помощью кода (s_1, s_2) задается необходимая временная диаграмма импульсов Φ_{0ki} и Φ_{0yi} , $i = 1-4$, со скважностью 1:1 и 1:3 соответственно.

Благодаря этому длительность импульсов Φ_{0yi} в режиме хранения УВХ в 3 раза больше по сравнению с режимом выборки. Данное решение позволяет улучшить установление им-

пульсов на выходе УВХ в режиме хранения и, таким образом, повышает линейность УВХ.

Блоки 1, 2 на рис. 12 являются мощными устройствами формирования тактовых импульсов, обеспечивая таким образом тактирование не только УВХ и ПЦАП, но и компараторов.



Рис. 10. Блок-схема формирования тактовых импульсов: $ТИ_+, ТИ_-$ – входные тактовые импульсы;

S_1, S_2 – входы программирования; k, y – индексы, определяющие принадлежность выводов к конвейеру и УВХ соответственно

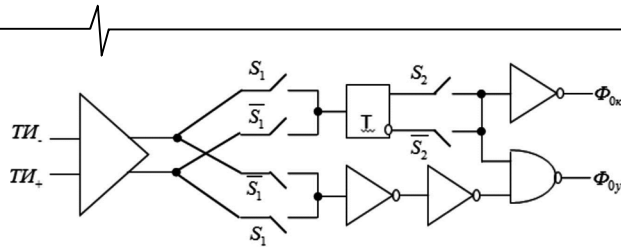


Рис. 11. Блок-схема программирования временной диаграммы:
ТТ – триггер Т-типа

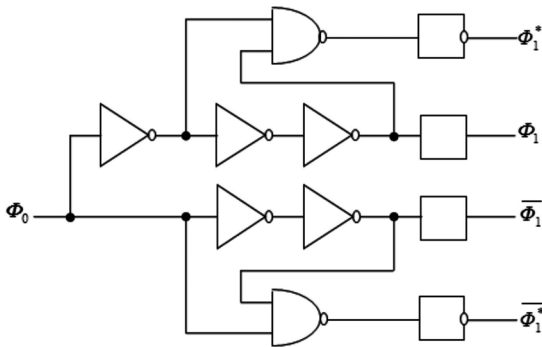


Рис. 12. Блок-схема оконечного каскада формирователей

Выравнивание смещения и усиления каналов

Ранее уже отмечалось, что 180 нм – КМОП-технология по современным оценкам является наиболее предпочтительной при создании малопотребляющих одноканальных АЦП с частотой преобразования до 125-250 МГц.

Однако распространить это преимущество на многоканальные (2-4 канала) многоразрядные (12-16 бит) АЦП с временным разделением непросто по следующим причинам.

Во-первых, для обеспечения типовых значений SNR желательно каждый канал размещать на отдельном кристалле, чтобы исключить влияние шумов, проникающих через перекрестные связи, в том числе по подложке.

Во-вторых, для согласования электрических характеристик каналов (усиление, фаза, смещение) все каналы должны иметь тщательную разводку цепей аналоговых и тактовых сигналов, что наилучшим образом реализуется при расположении каналов на одном кристалле рядом друг с другом. Но такое требование противоречит предыдущему.

В-третьих, дополнительные аппаратные средства для согласования каналов должны обеспечивать приемлемый компромисс между скоростью и точностью преобразования, латентностью и технологией изготовления.

Однако из-за достаточно больших затрат площади, занимаемой на кристалле, и внесения паразитных связей (включая воздействие аналогичных факторов, обусловленных необходимостью внутриканальной калибровки) реализация этого компромисса требует больших инженерных усилий.

В-четвертых, создание магазина поправочных коэффициентов «на все случаи жизни» для использования при согласовании электрических характеристик каналов в широком диапазоне частот и температур нереально из-за технологических ограничений по объему накристалльной памяти и возможности энергонезависимого хранения этих коэффициентов при отключении

питания. Более практичным представляется совмещение внутриканальных калибровок и согласования каналов на действующих частотах (аналоговой и тактовых) при фактической температуре в режиме прерывания.

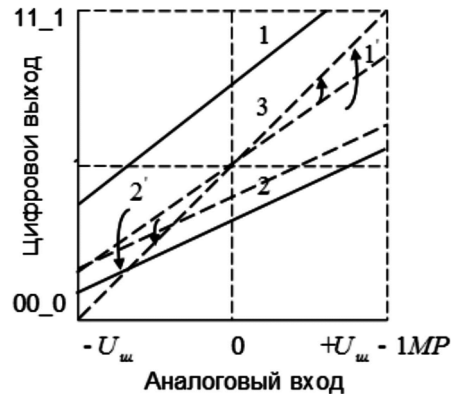


Рис. 13. Передаточные характеристики двух каналов, иллюстрирующие алгоритм калибровки: 1, 2 – до калибровки; 1'; 2' – после калибровки смещения; 3 – после выравнивания усиления

Перечисленные причины являются противоречивыми и, на первый взгляд, кажутся непреодолимыми. Однако, если использовать подход, основанный на конструктивном исполнении многоканального АЦП в виде микросборки (несколько кристаллов на микро-плате в одном корпусе), то процедуру согласования фазы можно унифицировать и в итоге существенно упростить. Для сравнения, техника согласования фазы при монтаже тех же кристаллов, собранных в отдельные корпуса, на обычную плату является менее предсказуемой и более сложной.

Такой подход в совокупности с предварительной внутриканальной калибровкой сводит процесс согласования каналов к выравниванию смещения и усиления (рис. 13).

Для упрощения алгоритма согласования каналов предполагается, что коэффициент усиления АЦП не зависит от амплитуды входного сигнала и является постоянным. Этому допущению соответствуют линейные передаточные характеристики двух АЦП на рис. 13. Процесс калибровки каналов начинается с определения смещения каждого из каналов.

Для этого на общий аналоговый вход подается фиксированное дифференциальное напряжение. $\Delta U_{ex} = 0$ В. В результате на выходах всех АЦП установятся цифровые коды, которые будут соответствовать смещениям каналов.

Для большей точности цифровые коды предварительно уточняются путем многократного измерения и усреднения с помощью 2048-точечного КИХ-фильтра.

Полученные таким образом коды запоминаются в отдельном регистре и используются в качестве поправочных коэффициентов при калибровке смещения.

На следующем этапе на аналоговый вход подается фиксированное напряжение, соответствующее верхнему концу шкалы. Затем определяется эталонный канал с наибольшим значением цифрового кода на выходе соответствующего АЦП.

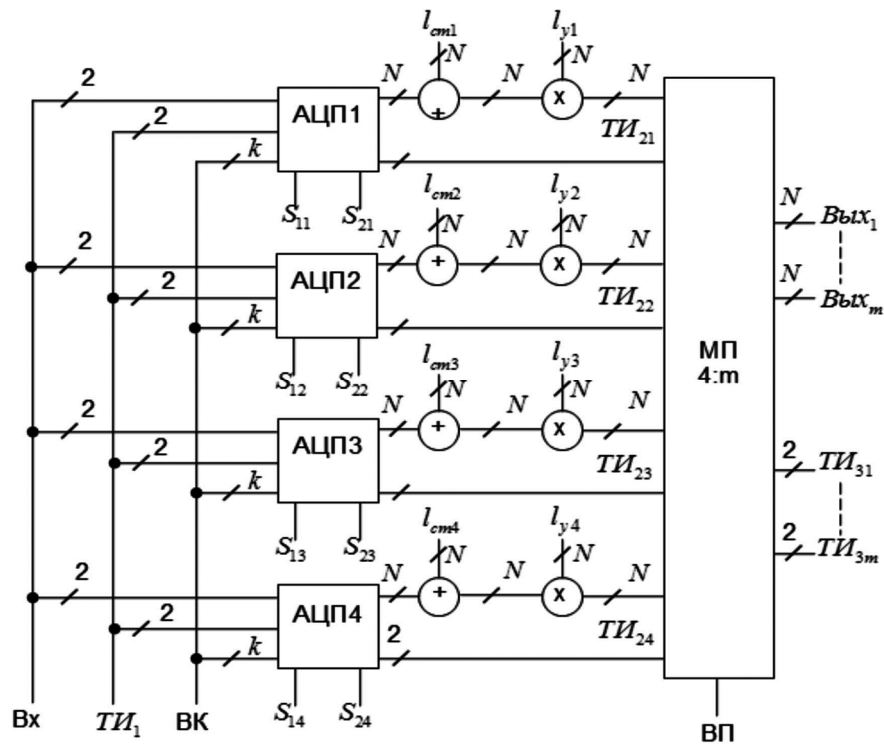


Рис. 14. Блок-схема 4-канального АЦП с временным разделением:

АЦП1-АЦП4 – одноканальные АЦП; МП – мультиплексор; ТИ₁ – ТИ₃ – входы/выходы тактовых импульсов; VK, ВП – входы калибровки одноканальных АЦП (VK) и конфигурирования МП (ВП);

S_1, S_2 – входы «грубой» настройки фазы ТИ₁; l_{cm}, l_y – поправочные коэффициенты при калибровке смещения (l_{cm}) и усиления (l_y) каналов; m – количество портов

После этого полученное значение по очереди делится на значения цифровых кодов на выходах остальных АЦП. Найденные таким образом дополнительные поправочные коэффициенты также усредняются и запоминаются в регистре, чтобы в процессе преобразования корректировать с их помощью усиление каналов.

На рис. 14 показана блок-схема 4-канального N -разрядного АЦП с устройствами калибровки смещения и усиления каналов.

Разрядность поправочных коэффициентов l_{cm} и l_y выбрана равной N . Такая разрядность, как показали исследования, необходима для сохранения приемлемой точности преобразования после калибровки смещения и выравнивания усиления каналов.

При выполнении операций умножения $N \cdot l_{yi}$, $i = 1-4$, в процессе выравнивания усиления каналов также пришлось использовать технику временного разделения при обработке потоков данных.

Это вызвано тем, что быстродействие сумматоров в комбинационном умножителе (например, [13]) с топологическими нормами 180 нм, оптимальными при проектировании межсекционных усилителей, является недостаточным для выполнения умножения за один такт на максимальной частоте.

В итоге приемлемый компромисс по быстродействию был достигнут путем разделения общего потока данных в каждом канале на 4 отдельных потока с частотой смены данных в 4 раза более низкой по сравнению с исходной частотой (рис. 15).

Например, при $N = 12$ бит и исходной частоте 250 МГц частота смены данных будет составлять 62,5 МГц, что вполне достаточно для выполнения операции умножения N на l_y . При этом латентность увеличивается всего на 4 такта.

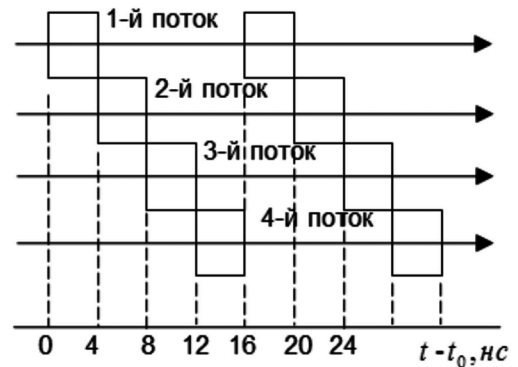


Рис. 15. Диаграмма потока 12-разрядных данных (обозначены прямоугольниками)

Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Использование стандартных КМОП-технологий не позволяет создавать однокристальные многоканальные (2-4 канала) АЦП высокого разрешения (12-14 бит) без заметного ухудшения SNR из-за проникновения шумов по перекрестным связям и, особенно, по подложке.
2. Для достижения приемлемых значений SNR необ-

ходимо либо использовать КНС-подложки, обладающие хорошими экранирующими свойствами, либо применять многокристальное исполнение АЦП в виде микросборок, которые позволяют упростить калибровку фаз аналоговых и тактовых сигналов.

3. Применение низковольтных телескопических усилителей в совокупности с 180 нм-КМОП-технологией и концепцией микросборок позволяет создать высокоскоростные (0,5-1 ГГц) 12-14-разрядные АЦП с типовыми значениями SNR, SFDR и INL при дополнительном увеличении латентности всего на 4 такта.

Литература

1. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / Пер. с англ. под ред. А.С. Ненашева. – М.: Техносфера. – 2006. – 856 с.
2. Ионизирующие излучения космического пространства и их воздействие на бортовую аппаратуру космических аппаратов / Под науч. ред. д.т.н., проф. Г.Г. Райкунова. – М.: Физматлит. – 2013. – 256 с.
3. HMX ADC 9246: Radiation Hardened 14-bit 125 MSPS Monolithic A/D Converter / Honeywell, Data Sheets. – 2010. – № 61-0996-000-000 (www.honeywell.com).
4. Кононов В.С., Илларионов А.А. Схемотехнические методы повышения стойкости аналоговых блоков АЦП к воздействию тяжелых заряженных частиц // Теория и техника специальной радиосвязи. – 2018. – № 2. – С. 101-107.
5. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / Пер. с англ. под ред. Е.Б. Володина. – М.: Техносфера. – 2004. – 1016 с.
6. Эннс В.И., Кобзев Ю.М. Проектирование аналоговых КМОП-микросхем. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 454 с.
7. Wang Z. et al. A high-linearity pipelined ADC with opamp splitsharing in a combined front-end of S/H and MDAC1 // IEEE Trans. Circuits Syst.1.Reg.Papers. 2013. – Vol. 60. – № 11. – Pp. 2834-2844.
8. Luo L. et al. A digitally calibrated 14-bit linear 100-MS/s pipelined ADC with wideband sampling front end // Proc. IEEE European Solid State Circuits Conf, 2009. – Pp. 472-475.
9. Anthony M. et al. A process-scalable low-power charge-domain 13-bit pipeline ADC // Proc. IEEE Symp. VLSI Circ. Dig. Tech. Papers, 2008 – Pp. 222-223.
10. Van de Vel H. et al. A 1.2-V 250-mW 14-b 100-MS/s digitally calibrated pipeline ADC in 90-nm CMOS // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2009. – Vol. 44. – № 4. – Pp. 1047-1056.
11. Tseng C.J. et al. A 10-b 320-MS/s stage-gain-error self-calibration pipeline ADC // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2012. – Vol. 47. – № 6. – Pp. 1334-1343.
12. Zheng X. et al. A 14-bit 250-MS/s IF Sampling Pipelined ADC in 180 nm CMOS Process // IEEE Transactions on Circuits and Systems-1: manuscript. 2016. Vol. 63. № 9. – Pp. 1-12.
13. Уэйкерли Дж.Ф. Проектирование цифровых устройств, т. 1. – М.: Постмаркет, 2002. – 544 с.