

Универсальная аналоговая микросхема для датчиков космической аппаратуры

Олег Дворников, Владимир Чеховский, Валентин Дятлов
(г. Минск, Беларусь)

Рассмотрены особенности схемотехники и применения радиационно-стойкой микросхемы, осуществляющей первичное преобразование сигналов чувствительных элементов датчиков физических величин.

ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ МИКРОСХЕМ ДЛЯ КОСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ

В последнее время возникла необходимость существенного повышения качества, надёжности, радиационной стойкости электронной компонентной базы (ЭКБ) для космических систем [1–4], в том числе, путём создания специализированных ИС различной степени интеграции [5–8].

Об актуальности указанной проблемы можно судить по включению в тематику IV Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2010» нового научного направления «Проектирование радиационно-стойких СБИС и элементной базы для космического применения», а также сделанным на конференции пленарным и аналитическим докладам [9].

Анализ имеющейся информации позволяет сделать вывод о том, что одна из главных задач, возникающих при изготовлении космической аппаратуры, заключается в проектировании и производстве интеллектуальных датчиков физических величин, содержащих чувствительный элемент, устройства предварительной аналоговой и окончательной цифровой обработки сигналов.

Так, на летательных космических и авиационных аппаратах число датчиков обычно составляет от 250 до 2000 в зависимости от типа объекта. Различные диапазоны регистрируемых параметров и сильно отличающиеся условия эксплуатации обуславливают многообразие преобразователей физических величин в электрические сигналы, хотя доминирующее положение занимают тензорезистивные, пьезорезистивные и

емкостные датчики [10–12]. Во многих интеллектуальных датчиках допустимо унифицировать цифровую обработку, но из-за различных характеристик первичных преобразователей для предварительной обработки сигналов необходимы аналоговые устройства, оптимизированные для работы с конкретным чувствительным элементом.

Проектирование аналоговых устройств затрудняет наличие у ЭКБ, применяемой в условиях космического пространства, следующих особенностей [7]:

- крайне малая серийность (от 10–15 до 100 000 шт.) на протяжении всего жизненного цикла изделия;
- высокие требования к надёжности;
- стойкость к воздействию космических излучений;
- расширенный температурный диапазон (–60...125°C).

По мнению разработчиков космических систем, ключевой задачей при создании ЭКБ для аппаратуры ракетно-космической техники и систем дистанционного зондирования земли является обеспечение приемлемой стоимости малосерийного производства широкой номенклатуры микросхем, длительного жизненного цикла, надёжности и стойкости к дестабилизирующим факторам космического пространства [7].

Известно, что создание специализированных аналоговых устройств на микросхемах общего назначения приводит к недопустимому для космических применений росту массогабаритных параметров, снижению уровня надёжности и радиационной стойкости аппаратуры. С другой стороны, разработка заказных микросхем обычно экономически целесообразна только при значительных (более 100 тыс. шт. в год) объёмах выпуска.

В то же время существуют экономически рациональные методы проектирования и производства аналоговых микросхем с малым объёмом выпуска:

- программируемые (потребителем) аналоговые микросхемы (ПАИС) типа ispPAC и аналоговые подсистемы ПЛИС ispPAC Power Manager фирмы Lattice Semiconductor, ПАИС фирмы Anadigm [13, 14], аналоговые подсистемы систем на кристалле PSoC Cypress [15], аналоговая подсистема семейства ПЛИС Fusion, Smart Fusion фирмы Actel [16, 17];
- программируемые (изготовителем) аналоговые микросхемы на базовых матричных кристаллах (БМК), в том числе радиационно-стойких НБСК1501Т [18], QuickChip фирмы Maxim, АБМК_1_3 (ОАО «Интеграл», г. Минск) [19];
- программируемые аналоговые микросхемы на базовых кристаллах, в том числе структурные специализированные микросхемы (Structured ASIC) [20].

Каждый из указанных способов реализации микросхем обладает преимуществами и недостатками. Так, применение ПАИС позволяет запрограммировать выполнение в микроэлектронном устройстве требуемых аналоговых функций прямо на рабочем месте разработчика и с минимальными затратами. В то же время состав и параметры доступных в ПАИС аналоговых блоков обычно не удовлетворяют требованиям космических применений, особенно по радиационной стойкости.

Специализацию (программирование) БМК осуществляют путём формирования межсоединений на ранее изготовленных полупроводниковых пластинах с размещёнными активными и пассивными элементами. Межсоединения формируются на предприятии – изготовителе микросхем, а разработка осуществляется на уровне элементов, что увеличивает сроки создания специализированной микросхемы и не исключает вероятность ошибок и невыполнения требований

технического задания по уровню параметров и радиационной стойкости.

В отличие от БМК, структурные ИС содержат как набор полностью сформированных аналоговых блоков, так и активные и пассивные элементы, не соединённые между собой. Программирование происходит на предприятии – изготовителе микросхем путём соединения известных блоков и элементов. Наличие сертифицированных, в том числе по стойкости к радиационному воздействию, аналоговых блоков существенно снижает «риск» проектирования, а временные и материальные затраты на создание нового изделия меньше, чем при использовании БМК. Однако для применения структурных микросхем необходимо предварительно изготовить и экспериментально апробировать необходимые аналоговые блоки.

Таким образом, для производства интеллектуальных датчиков космической аппаратуры необходима широкая номенклатура радиационно-стойких аналоговых устройств, оптимизированных для работы с конкретными чувствительными элементами, причём реализация таких специализированных аналоговых ИС экономически целесообразна на базовых матричных и структурных кристаллах.

Целью настоящей статьи является описание созданной на базовом матричном кристалле АБМК_1_3 радиационно-стойкой ИС, которая за счёт использования внешних цепей отрицательной обратной связи (ООС) может осуществлять преобразование сигналов разной длительности от чувствительных элементов, имеющих как высокий, так и низкий выходной импеданс при симметричном или несимметричном считывании сигнала.

Разработанная ИС может найти применение в различной датчиковой аппаратуре, в то же время по результатам её апробации планируется разработка специализированного базового структурного кристалла для производства датчиков космической аппаратуры.

ОСОБЕННОСТИ СТРУКТУРЫ И СХЕМОТЕХНИКИ УНИВЕРСАЛЬНОЙ АНАЛоговой МИКРОСХЕМЫ

Несмотря на существование и применение в радиоэлектронной аппаратуре разнообразных конструкций дат-

чиков физических величин [21–23], с точки зрения электрических параметров их можно рассматривать как высокоимпедансные или низкоимпедансные источники продолжительных или кратковременных электрических сигналов.

При моделировании большинство высокоимпедансных датчиков допустимо представить в виде источников импульсов тока, характеризующихся высоким сопротивлением и ёмкостью от десятков до тысяч пикофарад. Обычно датчик соединяется с устройством, которое преобразует входной импульс тока в выходное напряжение с длительностью, достаточной для обработки последующими каскадами (см. рис. 1) [24].

При коротких сигналах датчиков для этих целей чаще всего применяются импульсные преобразователи заряда в напряжение, так называемые зарядочувствительные усилители (ЗЧУ). Если импульс тока датчика имеет протяжённую плоскую вершину, которую необходимо зарегистрировать, то используются импульсные преобразователи тока в напряжение (трансрезистивные усилители, ТРУ). Они обладают малым входным сопротивлением и благодаря этому также применяются при работе с датчиками, имеющими большую ёмкость и высокую частоту поступления входных импульсов.

В идеальном случае, ЗЧУ должен сформировать из входного токового сигнала в виде δ-функции выходное ступенчатое напряжение. Чаще всего эту операцию выполняет инвертирующий усилитель напряжения (U на рис. 1) с большим коэффициентом усиления и одним доминирующим полюсом, охваченный ООС с помощью конденсатора C_F. Однако с течением времени конденсатор C_F заряжается постоянной составляющей входного тока I_{INDC}, возникающей вследствие наложения импульсов тока, наличия входного тока инвертирующего усилителя и тока утечки датчика, что приводит к изменению уровня выходного напряжения (V_{OUT}) и уменьшению динамического диапазона, а в предельном случае – к потере работоспособности выходного каскада инвертирующего усилителя. Для уменьшения влияния постоянной составляющей I_{INDC} на динамический диапазон ЗЧУ параллельно конденсатору C_F подключается резистор R_F, ко-

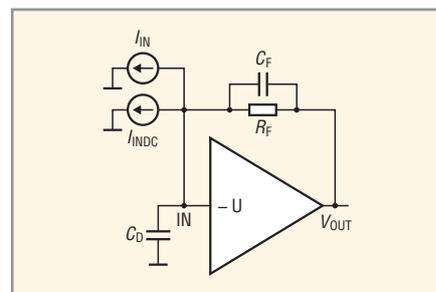


Рис. 1. Схема преобразования сигнала высокоимпедансного датчика

C_D – ёмкость датчика; I_{IN} – импульсный ток датчика; I_{INDC} – постоянная составляющая суммарного тока, протекающего через входной узел IN; U – инвертирующий усилитель напряжения; R_F, C_F – элементы цепи обратной связи

торый устанавливает уровень выходного напряжения при отсутствии входного сигнала:

$$V_{OUTDC} = V_{INDC} + I_{INDC}R_F, \quad (1)$$

где V_{OUTDC}, V_{INDC} – выходное и входное напряжение ЗЧУ по постоянному току.

Отметим, что такую же схемотехническую структуру может иметь ТРУ, в котором резистор R_F преобразует входной импульс тока в выходное напряжение, а конденсатор C_F обеспечивает устойчивую работу усилителя с цепью ООС. Различие заключается в соотношении активной и реактивной составляющих проводимости цепи ООС: для ЗЧУ в полосе частот (f) спектра входного сигнала преобладает ёмкостная составляющая проводимости (R_F >> 1/2πfC_F), а для ТРУ – резистивная (R_F << 1/2πfC_F).

Любой токовый сигнал I_{IN}, поступающий на вход импульсного преобразователя (U, R_F, C_F на рис. 1), вызывает падение напряжения V_{IN} = I_{IN}Z_{EQ} на эквивалентном входном импедансе Z_{EQ}, состоящем из параллельного соединения динамического импеданса обратной связи Z_F/(1 + K_V) и суммарного импеданса всех параллельных цепей Z_{ΣIN}, соединённых с входом:

$$Z_{EQ} = \left(\frac{1}{Z_{\Sigma IN}} + \frac{1 + K_V}{Z_F} \right)^{-1}, \quad (2)$$

где K_V – коэффициент усиления напряжения инвертирующего усилителя при разомкнутой цепи ООС; Z_F, Z_{ΣIN} – импеданс ООС и суммарный импеданс всех параллельных цепей, соединённых с входом (узел IN на рис. 1).

Увеличение входной проводимости объясняется тем, что каждому изменению потенциала в узле IN соответству-

ет в K_V раз большее изменение потенциала противоположного знака на другом выводе импеданса ООС Z_F и ток, протекающий через импеданс обратной связи, в $(1 + K_V)$ раз больше, чем в случае заземлённого вывода Z_F . Так как выходное напряжение V_{OUT} инвертирующего усилителя в K_V раз больше входного, то для коэффициента передачи с замкнутой ООС справедливо соотношение:

$$K_F = \frac{-V_{OUT}}{I_{IN}} = -K_V Z_{EQ} = -\frac{Z_F}{1 + \frac{Z_F}{Z_{\Sigma IN}}}, \quad (3)$$

где K_F – коэффициент передачи инвертирующего усилителя при замкнутой цепи ООС, а знак « \rightarrow » означает инверсию напряжения.

Для ЗЧУ пренебрегают активной составляющей эквивалентной входной проводимости по сравнению с реактивной. В этом случае для коэффициента передачи (коэффициента преобразования входного заряда в выходное напряжение K_{QV}) без учёта влияния АЧХ инвертирующего усилителя, т.е. в предположении, что коэффициент усиления K_V сохраняет постоянное значение в спектре частот входного сигнала, можно получить:

$$K_{QV} = \frac{-V_{OUT}}{Q_{IN}} \approx -\frac{1}{C_F} \frac{1}{1 + \frac{C_D + C_{IN}}{C_F}}, \quad (4)$$

где Q_{IN} – заряд, генерируемый датчиком; C_D , C_{IN} – ёмкость датчика и входная ёмкость инвертирующего усилителя.

Выражение (4) соответствует общепринятому качественному описанию функционирования ЗЧУ: токовый сигнал датчика в виде δ -функции интегрируется на суммарной динамической ёмкости обратной связи $C_F(1 + K_V)$, датчика C_D , входной ёмкости усилителя C_{IN} и преобразуется в входное напряжение, которое усиливается в K_V раз с помощью инвертирующего усилителя. При этом задний фронт выходного импульса имеет экспоненциальный спад с постоянной времени $\tau_F = C_F R_F$, а передний фронт описывается постоянной времени τ_R , прямо пропорци-

ональной доминирующей постоянной времени τ_{AMPL} инвертирующего усилителя [25]:

$$\tau_R = \frac{\tau_{AMPL}}{1 + K_V \frac{C_F}{C_D + C_{IN}}}. \quad (5)$$

Из соотношения (4) следует, что для обеспечения постоянного коэффициента преобразования $K_{QV} \approx -1/C_F$ при разных значениях ёмкостей датчиков необходимо выполнение условия:

$$K_V \gg 1 + \frac{C_D + C_{IN}}{C_F}. \quad (6)$$

Чаще всего инвертирующий усилитель реализуют с помощью каскодной схемы (ОЭ-ОБ, ОИ-ОЗ) или каскодного включения комплиментарных транзисторов – т.н. «свёрнутого» каскода (folded cascode). Каскодные усилители обладают рядом преимуществ: стабилизация потенциала на коллекторе (стоке) «головного» транзистора уменьшает эффект Миллера и динамическую входную ёмкость C_{IN} ; совместно с активной нагрузкой каскод обеспечивает усиление одного каскада, достаточное для выполнения условия (6), что упрощает частотную коррекцию и расширяет полосу пропускания. Кроме того, «свёрнутые» каскоды осуществляют сдвиг уровня постоянного напряжения для увеличения динамического диапазона.

Как указывалось ранее, в цепи ООС ТРУ преобладает резистивная составляющая проводимости. Тогда из соотношения (3) для коэффициента преобразования входного тока в выходное напряжение (K_{IV}) в области низких частот получим:

$$K_{IV} = \frac{-V_{OUT}}{I_{IN}} = -\frac{R_F}{1 + \frac{R_F}{R_{IN}}}, \quad (7)$$

где R_{IN} – входное сопротивление инвертирующего усилителя.

Если $K_V \gg 1 + R_F/R_{IN}$, то коэффициент преобразования входного тока в выходное напряжение ТРУ определяется только сопротивлением резистора обратной связи R_F , поэтому от усилителей с полевыми транзисторами (большим R_{IN}) не требуется высокого коэффициента усиления K_V .

Для уменьшения уровня шумов и получения требуемой амплитуды напряжения выходной сигнал ЗЧУ и ТРУ обычно усиливают и ограничивают спектр частот с помощью полосового

фильтра (ПФ) или фильтра нижних частот (ФНЧ). Предварительная обработка сигнала низкоимпедансных датчиков (источников напряжения) также включает усиление и подавление шумов вне полосы частот сигнала датчика с помощью ПФ или ФНЧ.

С учётом рассмотренного выше, в состав разработанной микросхемы включены следующие аналоговые устройства:

- инструментальный усилитель (ИУ), выполненный по классической схеме на трёх операционных усилителях (U2A, U2B, U2C на рис. 2 и 3) и позволяющий с помощью внешнего резистора, подключенного между выводами InINV1 и InINV2, устанавливать коэффициент усиления постоянного напряжения в диапазоне от 2 до 200 В/В и уменьшать полосу пропускания за счёт внешнего конденсатора, соединённого с выводом Cor3;
 - два предварительных усилителя на операционных усилителях (ОУ) с входными n-p-n-транзисторами и компенсацией входного тока (U1A, U1B на рис. 2), которая обеспечивает возможность применения резистора ООС с номиналом до 100 МОм. Для установления близкого к нулю выходного напряжения ОУ с большим R_F рекомендуется использование выводов VERL (для подключения внешнего микромощного источника напряжения 1...5 В) и CPA-CPB (для подключения внешнего переменного резистора, с помощью которого выполняется точная балансировка входных токов). Цепь ООС может быть образована внешним резистором и конденсаторами: встроенным ($C_{FINT} = 0,9$ пФ) и внешним (C_F) с суммарной ёмкостью ($C_{F\Sigma}$) до 100 пФ;
 - два предварительных усилителя (U4A, U4B на рис. 3) на инвертирующих усилителях напряжения с входными полевыми транзисторами с p-n-переходом и каналом p-типа (p-ПТП) и токовым аттенуатором (ТА) для реализации функции т.н. «активного резистора». Цепь ООС может быть образована внешним резистором с номиналом до 1 ГОм (либо внешним резистором и ТА) и конденсаторами $C_{FINT} = 0,9$ пФ, C_F с суммарной ёмкостью до 20 пФ.
- На одном кристалле расположены все рассмотренные аналоговые блоки, однако в зависимости от типа используемых чувствительных элементов це-

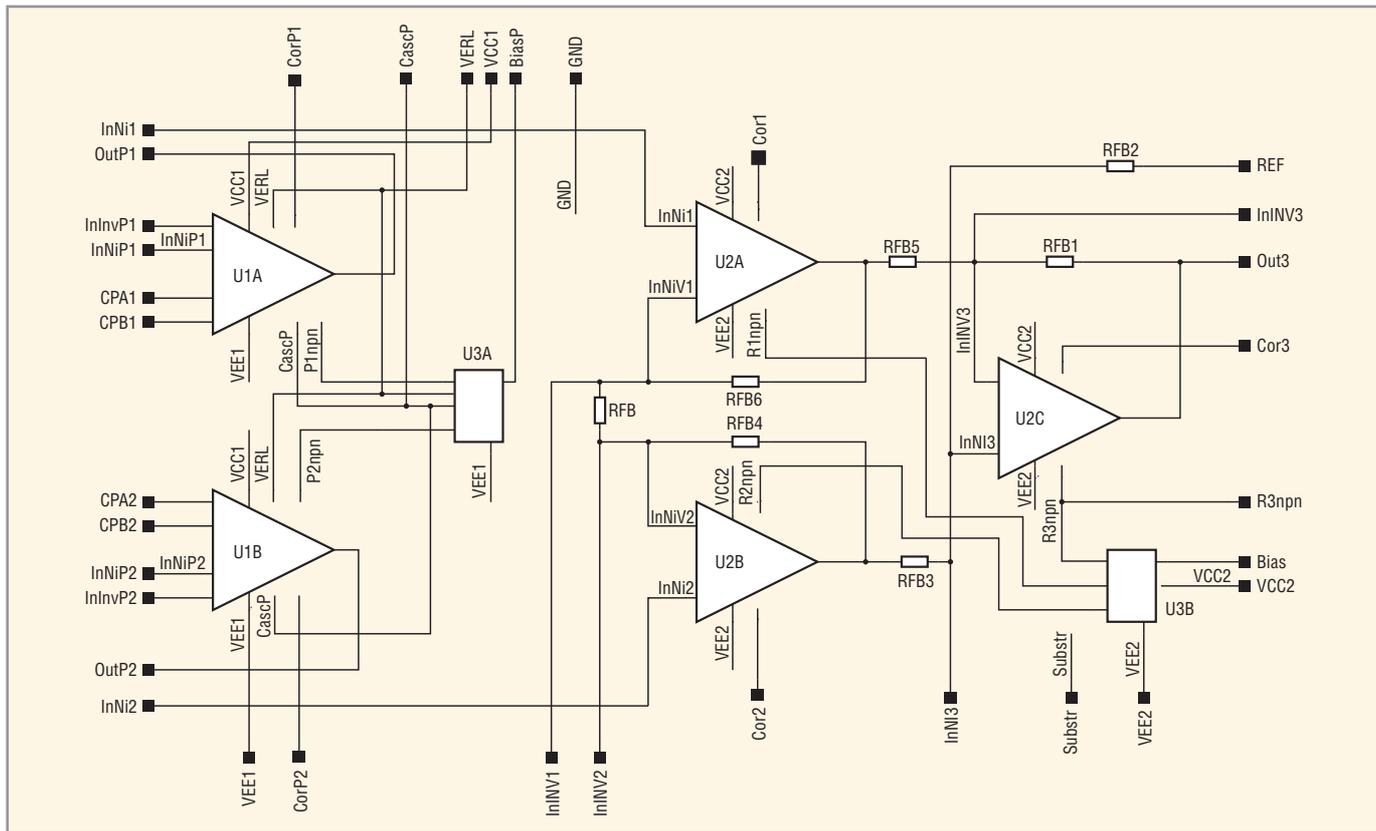


Рис. 2. Схема канала, содержащего предварительные усилители с входными п–п-транзисторами

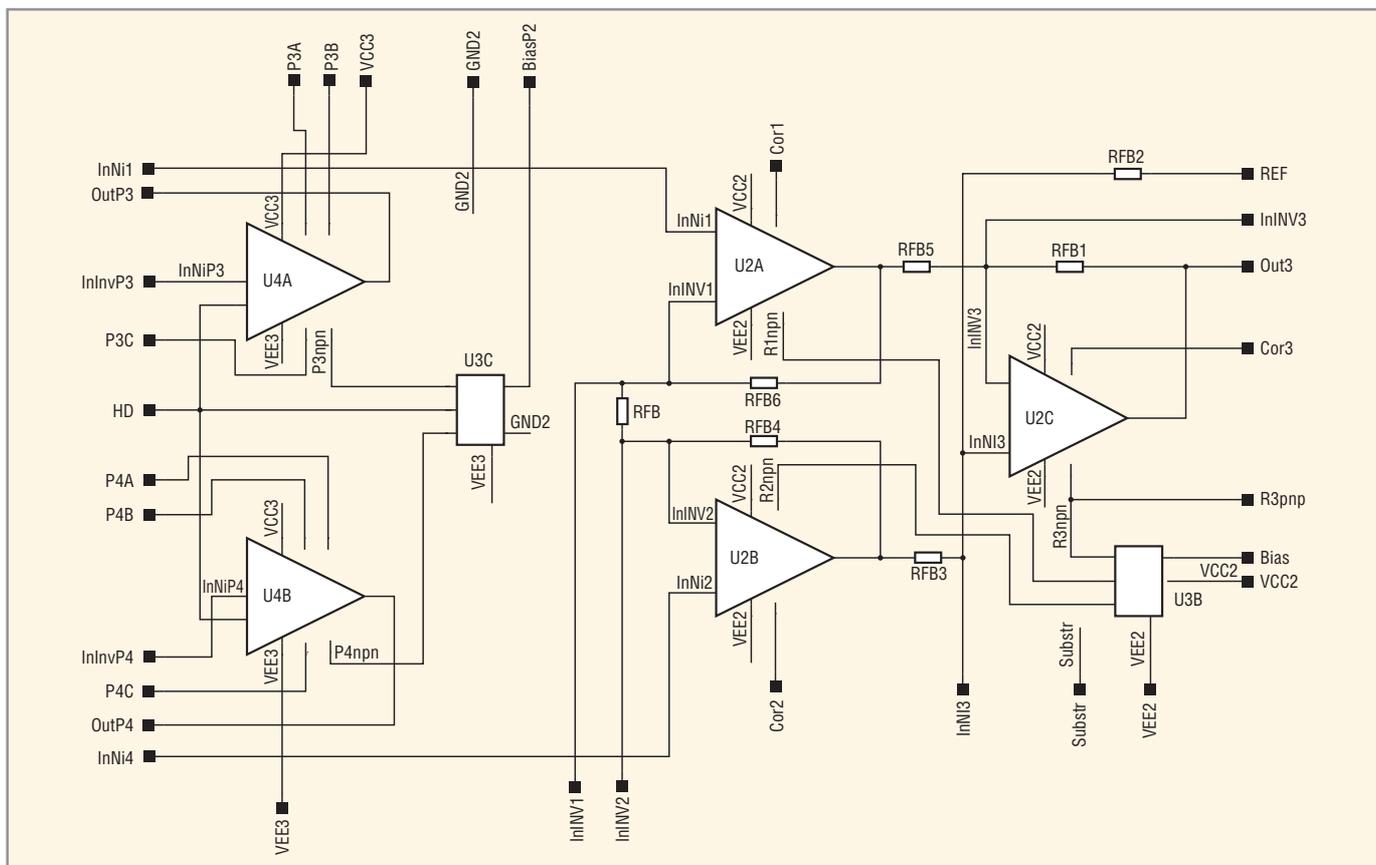


Рис. 3. Схема канала, содержащего предварительные усилители с входными р-ПТП

лесообразно осуществлять реализацию (сборку в корпус) двух вариантов канала обработки сигнала (см. рис. 2 и 3).

Для работы с низкоимпедансными источниками сигнала допустимо ис-

пользование одного ИУ (напряжение питания поступает только на выводы VCC2, VEE2) с входами InNi1 и InNi2 для симметричного или несимметричного (при «заземлении» одного из вхо-

дов InNi1 или InNi2) считывания сигнала с чувствительных элементов.

Для мостовых схем включения чувствительных элементов целесообразно применение канала, показанного

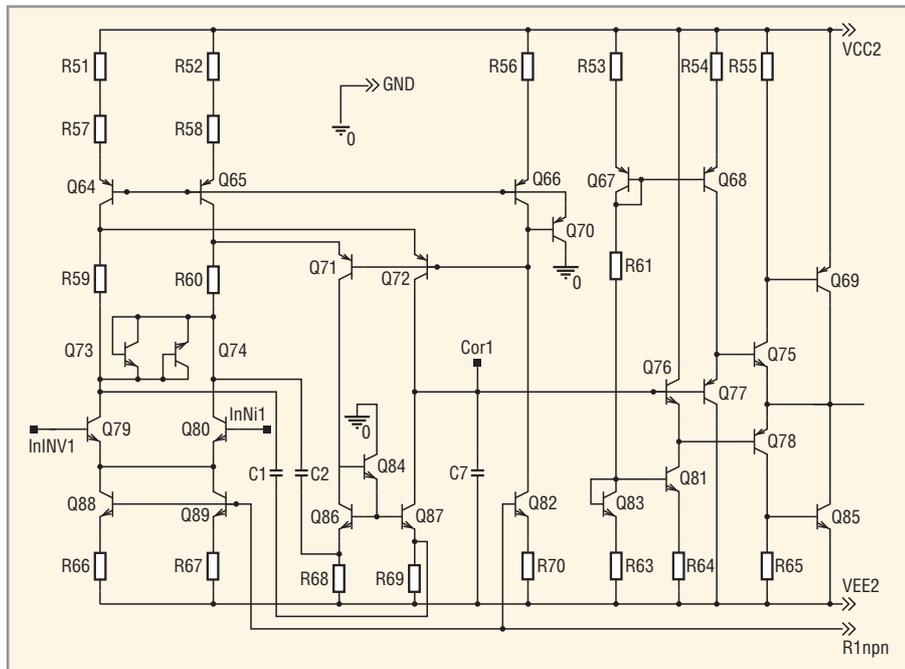


Рис. 4. Электрическая схема OV U2A

на рисунке 2, при этом ОУ U1A, U1B за счёт включения внешних элементов ООС выполняют функции неинвертирующих усилителей напряжения с большим входным сопротивлением, выходной сигнал которых поступает на ИУ (с вывода OutP1 на InNi1, OutP2 – на InNi2).

Функции ЗЧУ и ТРУ могут выполнять предварительные усилители обоих каналов. Даже при несимметричном считывании сигнала с чувствительных элементов рекомендуется использование обоих усилителей в канале, включенных одинаково (как ЗЧУ или ТРУ), с последующим усилением и фильтра-

цией сигнала с помощью ИУ. Такая псевдо-дифференциальная структура позволяет уменьшить радиационное изменение и температурный дрейф основных параметров сквозного канала, включающего ЗЧУ (ТРУ) и ИУ, а именно, постоянного выходного напряжения на выводе Out3 при отсутствии входного сигнала, максимального размаха выходного сигнала и коэффициентов K_{QV} , K_{IV} .

Усилители U2A, U2B, U2C выполнены по одной электрической схеме, показанной на рисунке 4. За основу при их разработке взят ранее апробированный счетверённый ОУ [26, 27], который был упрощён, а режимы работы транзисторов выбраны для минимизации потребляемого тока, обеспечения полосы пропускания около 1 МГц и малого изменения параметров при поглощённой дозе гамма-излучения 100 кРад и воздействии потока нейтронов до 10^{13} см⁻². Такого уровня радиационной стойкости достаточно для космических применений [5], однако в дальнейшем планируется модернизация микросхемы по двум альтернативным направлениям: существенное улучшение радиационной стойкости (ориентировочно до 1 Мрад и потока

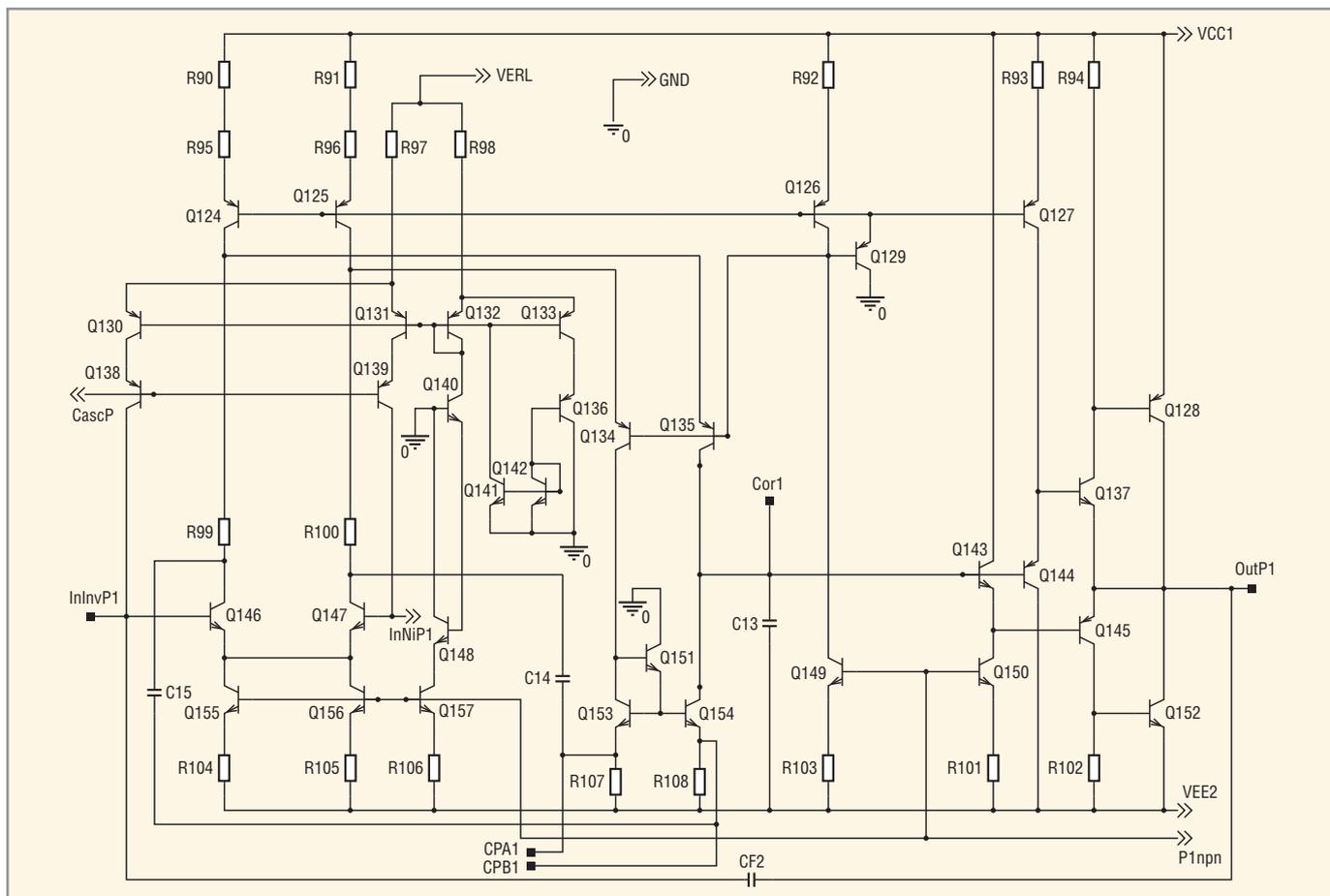


Рис. 5. Электрическая схема OV U1A

нейтронов до 10^{14} см^{-2}) с помощью методов, представленных в [28], и максимальное уменьшение тока потребления. Для устранения влияния ОУ U2A, U2B, U2C друг на друга через общий блок питания (U3B) смещение источников тока по шинам R1npn, R2npn, R3npn осуществляется через отдельные эмиттерные повторители, размещённые в U3B.

Входной каскад ОУ (см. рис. 4) представляет собой «свёрнутый» каскод, образованный n-p-n-транзисторами Q79, Q80 с общим эмиттером, источниками тока Q64, Q65 и p-n-p-транзисторами Q71, Q72 с общей базой. Применение «свёрнутого» каскода позволяет осуществить сдвиг постоянного уровня напряжения к шине отрицательного напряжения питания VEE2 и применить динамическую нагрузку в виде повторителя тока на n-p-n-транзисторах Q84, Q86, Q87. Такой ОУ можно рассматривать как однокаскадный, в котором всё усиление напряжения осуществляется в высокоимпедансном узле соединения коллекторов транзисторов Q72 и Q87, что позволяет осуществлять простую коррекцию АЧХ подключением внешнего корректирующего конденсатора к выводу Cor1. Для сохранения усиления при работе на внешнюю нагрузку высокоимпедансный узел соединяется с выходом через последовательно включенные эмиттерные повторители Q76, Q78 и Q77, Q75. Транзисторы с общим эмиттером Q69, Q85 ускоряют перезаряд емкостной составляющей нагрузки.

Предварительные усилители U1A, U1B отличаются от ОУ, показанного на рисунке 4, наличием выводов CPA, CPB (см. рис. 5) для балансировки ОУ и схемой компенсации входных токов. Транзистор Q157 и резистор R106 идентичны по конструкции Q155, R104 и Q156, R105, а транзистор Q148 идентичен Q146, Q147, поэтому при одинаковом напряжении на базах Q146, Q147 коллекторный ток Q157 равен коллекторному току Q146, Q147, а базовый ток Q148 практически равен базовому току Q146, Q147, т.е. входному току ОУ. Повторитель тока на каскодном токовом зеркале Q130, Q131, Q138, Q139 инвертирует базовый ток Q148 по направлению и добавляет к базовым токам входных транзисторов, осуществляя компенсацию входного тока. Подробно функционирование схемы ком-

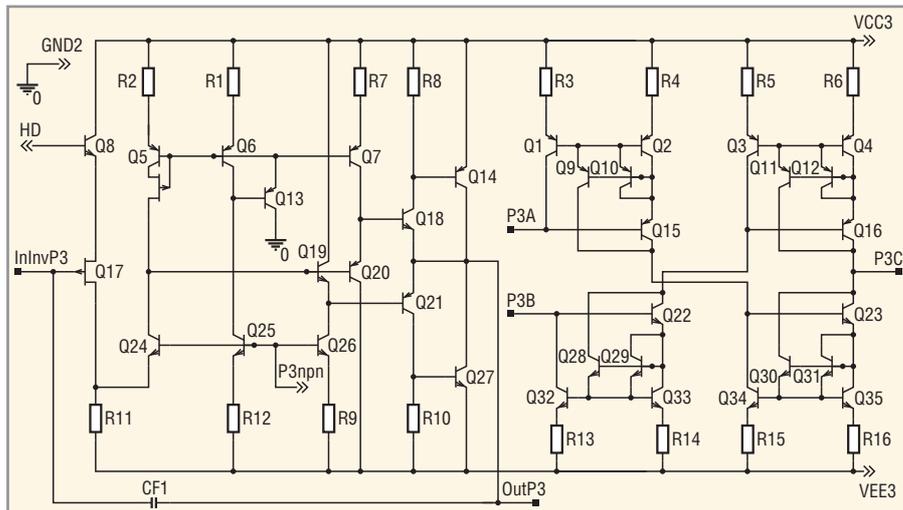


Рис. 6. Электрическая схема инвертирующего усилителя U4A и токового аттенюатора

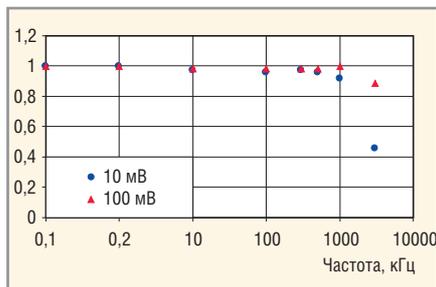


Рис. 7. Нормированная АЧХ ИУ в режиме холостого хода при $K_{VУ} \approx 17$ и разном входном напряжении

К выводам Cor1, Cor2, Cor3, а также между Out3 и InInv3 подключены конденсаторы 10 пФ

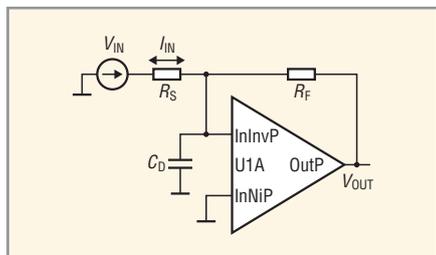


Рис. 9. ТРУ на основе предварительного усилителя U1

пенсации, в том числе назначение транзисторов Q133, Q136, Q141, Q142, рассмотрено в [29]. К сожалению, низкое выходное малосигнальное сопротивление, описываемое напряжением Эрли, транзисторов современных БИС/СБИС [24] и его технологический разброс, особенно значительный для горизонтальных p-n-p-транзисторов, уменьшают эффективность схемы компенсации входного тока. Для минимизации влияния разброса напряжения Эрли на работу схемы компенсации в ОУ предусмотрен отдельный вывод VERL для подключения внешнего источника напряжения.

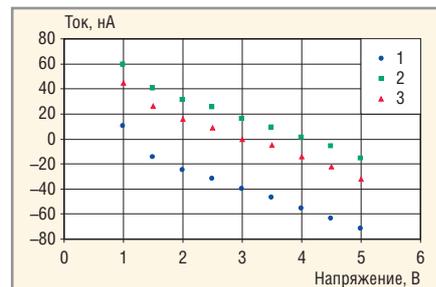


Рис. 8. Зависимость входного тока предварительного усилителя U1A от напряжения на выводе VERL при $R_F = 1 \text{ МОм}$, $V_{CC} = 5 \text{ В}$, $V_{EE} = -5 \text{ В}$
График 1 получен без балансировки ОУ, 2 – при балансировке и VERL = 4 В, 3 – при балансировке и VERL = 3 В

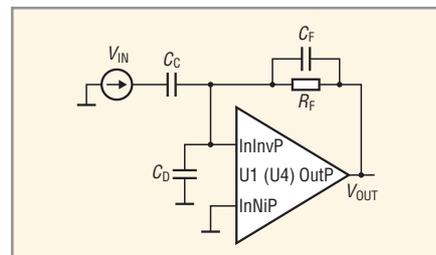


Рис. 10. ЗЧУ на основе предварительного усилителя U1 (U4)

Предварительный усилитель U4A (U4B) состоит из «свёрнутого» каскода, образованного малошумящим p-ПТТ Q17 с общим истоком, n-p-n-транзистором с общей базой Q24 и динамической нагрузкой на источнике тока Q5; для увеличения выходного малосигнального сопротивления которого применено каскодное включение p-n-p-транзистора и p-ПТТ. Усилитель также является однокаскадным усилителем напряжения, высокоимпедансный узел которого (коллектор Q24) соединён с внешней нагрузкой через последовательно включенные эмиттерные повторители. Малошумящий транзистор с общей базой Q8 за-

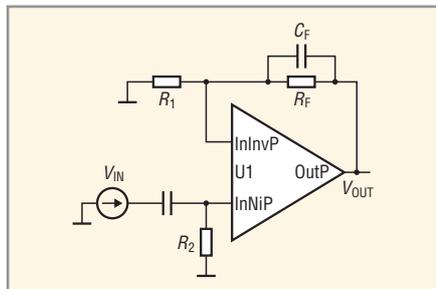


Рис. 11. Неинвертирующий усилитель напряжения на основе U1

даёт потенциал истока головного транзистора Q17 и определяет совместно с потенциалом узла P3np (VP3NPN) уровень выходного напряжения усилителя при отсутствии входного сигнала. Рассмотрим это подробнее.

Напряжение V_{P3NPN} устанавливает эмиттерный ток транзисторов Q25,

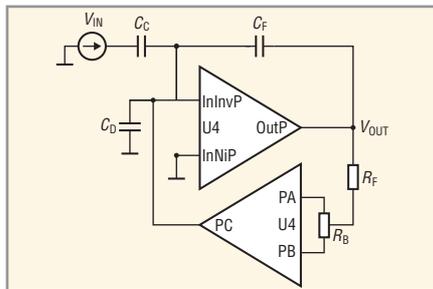


Рис. 12. ЗЧУ на основе предварительного усилителя и токового аттенуатора U4

Q5 и ток, протекающий через резистор R11, в соответствии с выражениями:

$$I_{E25} = \frac{V_{P3NPN} - V_{BE25}}{R_{12}}, \quad (8)$$

$$I_{R11} = \frac{V_{P3NPN} - V_{BE24}}{R_{11}}, \quad (9)$$

Основные параметры аналоговых устройств, выполненных на универсальной микросхеме, при напряжении источников питания $V_{CC} = 5\text{ В}$, $V_{EE} = -5\text{ В}$

Наименование параметра	Величина
ОУ U1	
Диапазон регулировки входного тока, нА	±40,0
Изменение входного тока при изменении напряжения на выводе VERL, нА/мВ	От 15 до 30
Размах выходного напряжения, В	±4,0
Ток потребления, мА	2,1
Инвертирующий усилитель на U1 при $C_{FINT} \approx 0,9\text{ пФ}$	
Скорость нарастания выходного напряжения при $R_F = 100\text{ кОм}$, $K_{VV} \approx -1$, В/мкс	20,0
Полоса пропускания в режиме малого сигнала при $R_F = 100\text{ кОм}$, $K_{VV} \approx -1$, МГц	5,1
Скорость нарастания выходного напряжения при $R_F = 10\text{ МОм}$, $K_{VV} \approx -10$, В/мкс	0,2
Полоса пропускания в режиме малого сигнала при $R_F = 10\text{ МОм}$, $K_{VV} \approx -10$, кГц	50,0
ЗЧУ на U1 при $C_{FINT} \approx 0,9\text{ пФ}$, $R_F = 10\text{ МОм}$	
Длительность переднего фронта при $C_D = 0$, нс $Q_{IN} = \pm 0,1\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 1,0\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 3,0\text{ пКл}$	70,0/70,0 90,0/80,0 160,0/150,0
Длительность переднего фронта при $C_D = 100\text{ пФ}$, нс $Q_{IN} = \pm 0,1\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 1,0\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 3,0\text{ пКл}$	480,0/460,0 470,0/460,0 480,0/470,0
Усилитель U4	
Размах выходного напряжения, В	±3,7
Ток потребления, мА	2,7
ЗЧУ на U4 при $C_{FINT} \approx 0,9\text{ пФ}$, $R_F = 10\text{ МОм}$	
Длительность переднего фронта при $C_D = 0$, нс $Q_{IN} = \pm 0,1\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 1,0\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 3,0\text{ пКл}$	120,0/130,0 80,0/160,0 60,0/250,0
Длительность переднего фронта при $C_D = 100\text{ пФ}$, нс $Q_{IN} = \pm 0,1\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 1,0\text{ пКл}$ $Q_{IN} = \pm 3,0\text{ пКл}$	770,0/740,0 710,0/810,0 650,0/950,0
ЗЧУ на U4 с ТА при $C_{FINT} \approx 0,9\text{ пФ}$	
Длительность переднего фронта при $C_D = 0$, $R_F = 100\text{ кОм}$, нс $Q_{IN} = -0,1\text{ пКл}$ $Q_{IN} = -1,0\text{ пКл}$ $Q_{IN} = -3,0\text{ пКл}$	160,0 190,0 360,0
Длительность переднего фронта при $C_D = 100\text{ пФ}$, $R_F = 100\text{ кОм}$, нс $Q_{IN} = -0,1\text{ пКл}$ $Q_{IN} = -1,0\text{ пКл}$ $Q_{IN} = -3,0\text{ пКл}$	920,0 910,0 1000,0
Постоянная времени ООС ЗЧУ при $Q_{IN} = -1,0\text{ пКл}$, мкс $R_F = 102\text{ кОм}$ $R_F = 12\text{ кОм}$ $R_F = 2,05\text{ кОм}$	8,3 3,9 3,3

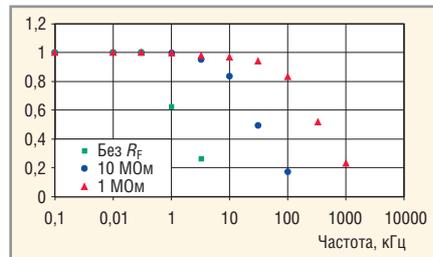


Рис. 13. Нормированная АЧХ ТРУ, выполненного на U1, в режиме холостого хода при разном значении RF

$$I_{E5} \approx I_{E25} \frac{R_1}{R_2}, \quad (10)$$

где I_{E25}, I_{E5}, I_{R11} – эмиттерный ток транзисторов Q25, Q5 и ток, протекающий через резистор R11; V_{BE25}, V_{BE24} – падение напряжения на прямосмещённых эмиттерных переходах транзисторов Q25, Q24; R_{12}, R_{11}, R_1, R_2 – сопротивления резисторов R12, R11, R1, R2.

Соотношение (10) выполняется в том случае, когда транзисторы Q5, Q6 имеют идентичную конструкцию и параметры, падение напряжения на резисторах R1, R2 ориентировочно превышает 100 мВ и допустимо пренебречь базовыми токами транзисторов [30].

Если предварительный усилитель U4A охвачен ООС, то транзисторы Q5 и Q24 находятся в активном режиме работы; их коллекторные токи приблизительно равны и справедливо соотношение:

$$I_{E24} \approx I_{E5}, \quad (11)$$

где I_{E24} – эмиттерный ток транзистора Q24.

Равенство коллекторных токов Q5 и Q24 может быть достигнуто и при невыполнении условия (11), но в этом случае один из транзисторов – Q5 или Q24 – должен находиться в режиме насыщения, а выходное напряжение усилителя U4A быть близким к напряжению источников питания V_{CC3}, V_{EE3} , что невозможно, т.к. при отсутствии входного тока действие ООС через резистор R_F поддерживает выходное напряжение равным входному в соответствии с (1).

Таким образом, ток стока р-ПТП Q17 (I_{D17}) и напряжение на его истоке (V_{S17}) составят:

$$I_{D17} \approx I_{R11} - I_{E5}, \quad (12)$$

$$V_{S17} = V_{HD} - V_{BES}, \quad (13)$$

где V_{HD}, V_{BES} – напряжение в узле HD и на прямосмещённом эмиттерном пе-

реходе Q8, а выходное напряжение предварительного усилителя при отсутствии входного сигнала составит:

$$V_{OUTDC} = V_{INDC} = V_{S17} + V_{GS17} =$$

$$= V_{HD} - V_{BE8} + V_{TO} - \sqrt{\frac{I_{D17}}{BETA}}, \quad (14)$$

где V_{GS17} – напряжение на р–n–переходе затвор-исток Q17, V_{TO} – напряжение отсечки, $BETA$ – коэффициент пропорциональности (удельная крутизна) [31].

Окончательно получим:

$$V_{OUTDC} \approx V_{TO} + V_{HD} - 0,7 V -$$

$$- \sqrt{\frac{(V_{P3NPN} - 0,7) \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{12}} \frac{R_1}{R_2}\right)}{R_{11} BETA}}}. \quad (15)$$

Известно, что для уменьшения уровня шумов каскада с входным ПТП увеличивают его крутизну (g_M), которая пропорциональна отношению ширины затвора (Z) к его длине (L) и току стока [31]:

$$g_M = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \approx \sqrt{2I_D BETA}, \quad (16)$$

$$BETA = \frac{4\epsilon_0 \mu_{CH} Z}{3aL}, \quad (17)$$

где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника, ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, μ_{CH} – подвижность основных носителей заряда в канале, N_{CH} – концентрация ионизированной примеси в канале, a – половина толщины токопроводящей части канала при отсутствии внешнего напряжения.

Увеличение тока стока ПТП приводит к значительному увеличению потребляемой мощности, поэтому одной из главных задач при проектировании маломощных усилителей является минимизация тока потребления во всех цепях и поиск компромисса между уровнем шума, быстродействием и потребляемой мощностью [32].

При схемотехническом моделировании и параметрической оптимизации усилителя U4A были учтены следующие противоречивые факторы [24]:

- для уменьшения уровня шума целесообразно увеличивать сопротивление резисторов в эмиттерных цепях, крутизну Q17, отношение тока стока

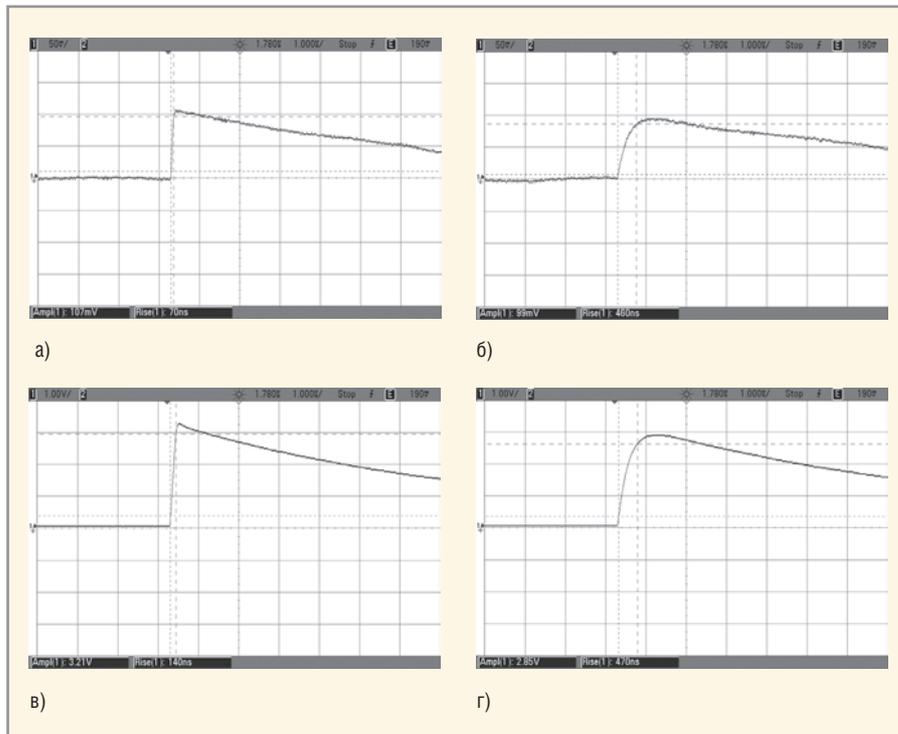


Рис. 14. Выходной сигнал ЗЧУ U1A (см. рис. 10) при $C_F = 0$, $R_F = 10$ МОм, $Q_{IN} = -100$ фКл (а, б) и $Q_{IN} = -3$ пКл (в, г), $C_D = 0$ (а, в) и $C_D = 100$ пФ (б, г)

Масштаб по горизонтали 1 мкс/дел.; масштаб по вертикали: 50 мВ/дел. (а, б) и 1 В/дел. (в, г)

ПТП Q17 к коллекторному току транзистора с общей базой Q24; устанавливать потенциал истока Q17 с помощью n–p–n-транзистора Q8 с малым сопротивлением базы; обеспечивать низкий импеданс по переменному сигналу узлов схемы (P3nрп, HD на рис. 6), задающих рабочий режим, например, соединением этих узлов с конденсаторами;

- для увеличения коэффициента усиления с разомкнутой ООС рекомендуется увеличение коллекторного тока транзистора с общей базой и крутизны входного ПТП.

Обычно к уменьшению уровня шумов ЗЧУ приводит увеличение сопротивления резистора R_F [24]. Однако формирование высокоомных резисторов в интегральном исполнении затруднено из-за необходимости усложнения технологического маршрута изготовления ИС для введения воспроизводимых слоёв с высоким удельным сопротивлением (полупроводниковых, поликремниевых, тонкоплёночных) либо из-за большой занимаемой площади и, следовательно, большой паразитной ёмкости высокоомного резистора, выполненного на типовом полупроводниковом слое.

Предложено [33, 34] реализовать функции высокоомного резистора с помощью преобразования напряжение-ток и использования ТА. Подобное

схемотехническое решение применено в разработанной ИС, для чего в её состав введены два ТА. Каждый аттенюатор содержит последовательно соединённые каскодные токовые зеркала с отдельными входами (вывод P3A, P3B и P4A, P4B на рис. 3). Выходы токовых зеркал соединены между собой и с выводом P3C (P4C) микросхемы. Коэффициент ослабления тока ($K_I = I_{OUT}/I_{IN}$) каждого «токового зеркала» (Q1, Q2, Q9, Q10, Q15) приблизительно определяется отношением эмиттерных резисторов (R3/R4) [30] и составляет $K_I \approx 1/130$.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТИПОВЫХ СХЕМ ВКЛЮЧЕНИЯ

Несмотря на то что разработанная ИС состоит из усилителей, наименования параметров которых и методики измерений известны [35], при экспериментальных исследованиях универсальной аналоговой микросхемы изучались АЧХ ИУ (см. рис. 7), зависимость входных токов предварительного усилителя U1 от напряжения на выводе VERL при балансировке ОУ с помощью потенциометра 33 кОм (см. рис. 8), а также параметры типовых схем, необходимых в датчиковой аппаратуре, а именно:

- ТРУ на основе U1, показанного на рисунке 9, на котором источник напряжения V_{IN} и резистор R_S модели-

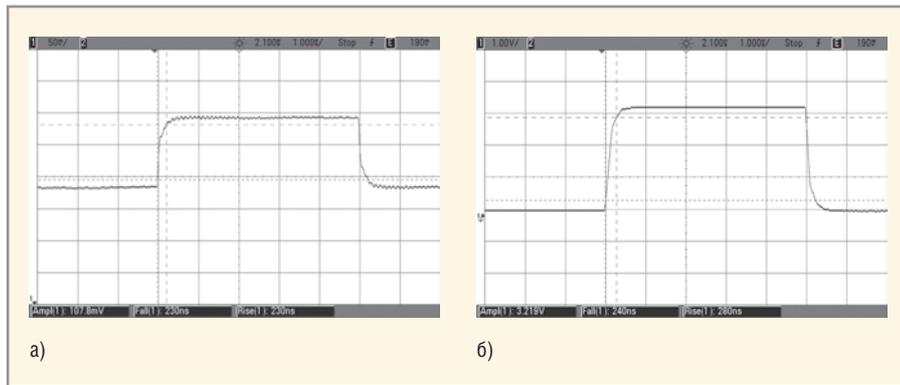


Рис. 15. Выходной сигнал неинвертирующего усилителя напряжения (см. рис. 11) при $K_{VV} \approx 10$, $C_F = 0$ и прямоугольном импульсе напряжения на входе а) $V_{IN} = 10$ мВ и б) $V_{IN} = 300$ мВ
Масштаб по горизонтали 1 мкс/дел.; масштаб по вертикали: а) 50 мВ/дел. и б) 1 В/дел.

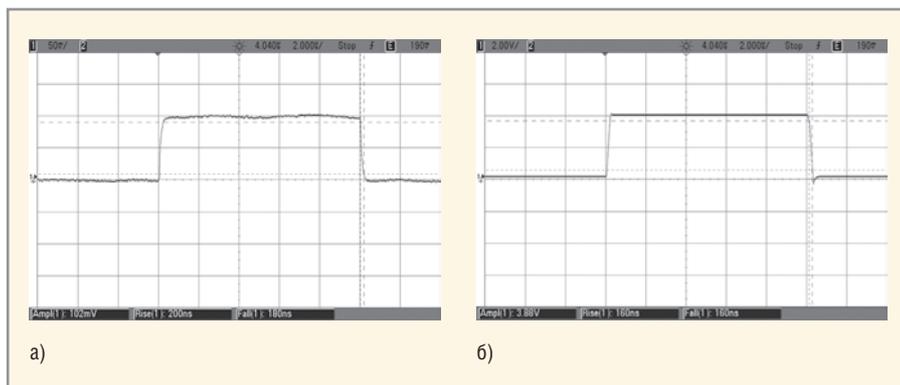


Рис. 16. Сигнал на выходе ТРУ U1A (см. рис. 9) при $C_F = C_D = 0$, $R_F = 100$ кОм, $R_S = 100$ кОм и токовом сигнале прямоугольной формы на входе а) $I_{IN} = -1$ мкА и б) $I_{IN} = -50$ мкА
Масштаб по горизонтали 2 мкс/дел.; масштаб по вертикали: а) 50 мВ/дел. и б) 2 В/дел.

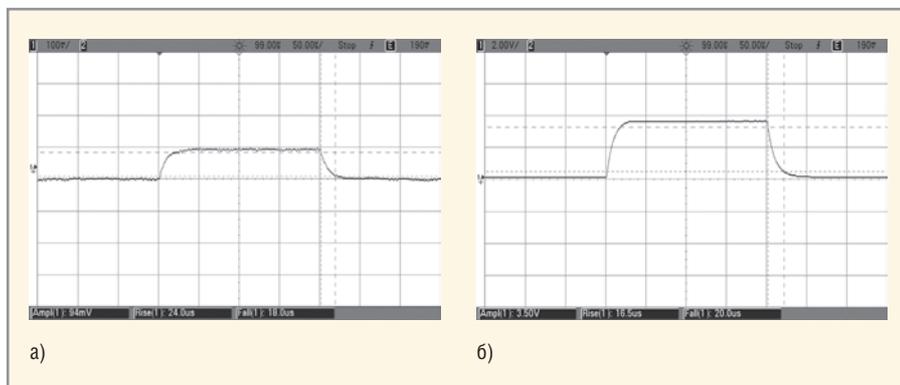


Рис. 17. Сигнал на выходе ТРУ U1A (см. рис. 9) при $C_F = C_D = 0$, $R_F = 10$ МОм, $R_S = 1$ МОм и токовом сигнале прямоугольной формы на входе а) $I_{IN} = -10$ нА, б) $I_{IN} = -400$ мкА
Масштаб по горизонтали 2 мкс/дел.; масштаб по вертикали: а) 100 мВ/дел. и б) 2 В/дел.

руют ток ($I_{IN} = V_{IN}/R_S$) источника входного сигнала;

- ЗЧУ на основе усилителей U1, U4 (источник напряжения V_{IN} и калибровочный конденсатор C_C на рисунке 10 моделируют заряд ($Q_{IN} = V_{IN}C_C$) источника входного сигнала);

Неинвертирующего усилителя напряжения на основе U1 (на рисунке 11 элементы R1, R_F , C_F образуют ООС, V_{IN} – источник входного напряжения, R2 – резистор, устанавливающий уровень постоянного напряжения на входе InNi при отсутствии сигнала);

- ЗЧУ на основе предварительного усилителя и токового аттенуатора U4 (на рисунке 12 резистор R_F и ТА с входами PA, PB и выходом PC образуют «активный резистор» ООС, R_B – резистор для балансировки ТА, позволяющий установить требуемое значение постоянного выходного напряжения ЗЧУ при отсутствии входного сигнала).

Измерения осуществлялись с помощью контрольно-измерительного комплекса «УНИПРО» (осциллограф В-423, генератор сигналов произ-

вольной формы В-332 и аналого-цифровой порт В-381 [36]) и осциллографа Agilent MSO6052A. Более подробная информация о рекомендуемой схеме включения универсальной аналоговой микросхемы приведена в [37].

При исследованиях типовых схем, показанных на рисунках 9–12, особое внимание уделялось выявлению области значений частоты входного сигнала, параметров элементов цепей ООС, диапазона входного напряжения, при котором коэффициенты преобразования определяются только параметрами элементов ООС, а именно:

$$\begin{aligned} K_{VV} &= (1 + R_F/R_1) \text{ для рисунка 11,} \\ K_{QV} &= -1/C_F \text{ для ЗЧУ,} \\ K_{IV} &= -R_F \text{ для ТРУ,} \end{aligned} \quad (18)$$

где K_{VV} – коэффициент усиления неинвертирующего усилителя напряжения.

В качестве входного сигнала ТРУ и неинвертирующих повторителей напряжения использовался синусоидальный сигнал разной частоты, а для ЗЧУ – короткий токовый импульс, получаемый при прохождении ступеньки напряжения V_{IN} через калибровочный конденсатор C_C .

Было установлено, что:

- при напряжении источников питания $V_{CC} = 5$ В, $V_{EE} = -5$ В соотношения (18) выполняются в диапазоне выходного сигнала усилителей U1, U4 от -3 до 3 В. При большем выходном сигнале коэффициент преобразования уменьшается;
- величина конденсатора C_{FS} значительно изменяет полосу пропускания неинвертирующего усилителя напряжения, что позволяет применять схему, приведенную на рис. 11, одновременно в качестве усилителя и ФНЧ. Так, при $R_F = 100$ кОм, $R_2 = 10$ МОм, $K_{VV} \approx 10$ В/В полоса пропускания составляет $f \approx 1,5$ МГц при $C_F = 0$ и $f \approx 130$ кГц при $C_F = 10$ пФ;
- плавная регулировка входного тока усилителя U1 даёт возможность значительно увеличить коэффициент преобразования ТРУ за счёт увеличения R_F . Более того, возможно обеспечение стабильного рабочего режима ТРУ даже при отсутствии R_F ;
- применение токового аттенуатора позволило увеличить эквивалентное сопротивление резистора

обратной связи в 90...1800 раз. Наибольшее значение было достигнуто при $R_F \approx 2$ кОм, когда транзисторы токовых зеркал работают при относительно большом коллекторном токе и достаточном коэффициенте усиления тока. Оптимизация коэффициента ослабления токовых зеркал аттенюатора и сопротивления R_F требует дальнейшего исследования;

- при реализации ТРУ на усилителе U1 необходимо учитывать уменьшение полосы пропускания при увеличении сопротивления R_F (см. рис. 13).

Основные характеристики аналоговых устройств, реализованных на разработанной микросхеме, приведены в таблице и на рисунках 14-17, которые иллюстрируют как форму выходного сигнала, так и его параметры (амплитуду, длительность фронтов).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базовом матричном кристалле АБМК_1_3 создана универсальная аналоговая микросхема, которая за счёт подключения внешних элементов отрицательной обратной связи позволяет реализовать необходимые для датчиков космической аппаратуры аналоговые устройства: зарядочувствительные, трансрезистивные, неинвертирующие, инструментальные усилители с различными коэффициентами преобразования и полосой пропускания. Псевдодифференциальная структура микросхемы уменьшает радиационное и температурное изменение основных параметров (коэффициентов преобразования и усиления, постоянного выходного напряжения, максимального размаха выходного сигнала) при поглощённой дозе гамма-излучения до 100 кРад, воздействии потока нейтронов до 10^{13} см⁻² и в температурном диапазоне от -60 до 125°C.

ЛИТЕРАТУРА

1. Урличич Ю. и др. Отбраковка контрафактной электронной компонентной базы в космическом производстве. Аэрокосмический курьер. 2007. № 1. С. 76-77.
2. Жаднов В., Полесский С., Якубов С. Прогнозирование безотказности микросхем для военной и аэрокосмической электроники. Электронные компоненты. 2007. № 3. С. 39-48.
3. Хартов В. Космические проблемы электроники: Перед употреблением – взбол-

- тать. Электроника: НТБ. 2007. № 7. С. 22-25.
4. Галеев А., Малкин С., Семенов В. Отбор электронных изделий для аппаратуры, работающей в космосе. Электроника: НТБ. 2009. № 1. С. 42-44.
5. Басаев А.С., Гришин В.Ю. Космическое приборостроение: главное – правильная концепция. Электроника: НТБ. 2009. № 8. С. 4-10.
6. Буцагин А. и др. Специализированные СБИС для космических применений: проблемы разработки и производства. Электроника: НТБ. 2010. № 1.
7. Стешенко В. Разработка и производство специализированной ЭКБ для космических применений: текущее состояние и перспективы развития. Часть 1. Компоненты и технологии. 2010. № 11. С. 87-92.
8. Стешенко В. Разработка и производство специализированной ЭКБ для космических применений: текущее состояние и перспективы развития. Часть 2. Компоненты и технологии. 2010. № 12. С. 122-128.
9. <http://www.mes-conference.ru/repSpec1.php#plenary>.
10. Блинов А. и др. Датчики нового поколения для вооружений и военной техники. Электроника: НТБ. 2003. № 2. С. 50-53.
11. Мокров Е.А. Проблемы и перспективы развития датчиковой аппаратуры. Микросистемная техника. 2003. № 9. С. 11-17.
12. Мокров Е. Состояние, проблемы и пути развития датчикоостроения на 2006-2015 гг. Электронные компоненты. 2007. № 3. С. 64-71.
13. Программируемая аналоговая логика бросает вызов методам макетирования Электроника: НТБ. 2004. № 4. С. 32-33.
14. Полищук А. Программируемые аналоговые ИС компании Anadigm. Второе дыхание аналоговой обработки сигналов. Электроника: НТБ. 2005. № 3. С. 24-29.
15. Ключок Д. Проектирование на программируемых системах на кристалле PSoC Cypress. Компоненты и технологии. 2006. № 8. С. 162-167.
16. Карпов С. Flash-семейства ПЛИС «Актел». Компоненты и технологии. 2007. № 11. С. 56-62.
17. Максимов А., Карпов С. Процесс разработки и отладки проекта под семейство ПЛИС Smart Fusion. Компоненты и технологии. 2010. № 12. С. 60-63.
18. http://www.niis.nnov.ru/about/industry-base/cmop_design.phtml.
19. Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой базовый матричный кристалл с расширенными функциональными возможностями. Chip News. 1999. № 2. С. 21-24.

20. Бухтеев А., Немудров В. Системы на кристалле. Новые тенденции. Электроника: НТБ. 2004. № 3. С. 52-55.
21. Виглеб Г. Датчики. Мир, 1989.
22. Фрайден Дж. Современные датчики. Техносфера, 2005.
23. <http://www.globaltest.ru/files/catalog.zip>.
24. Абрамов И.И., Дворников О.В. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. Минск, 2006.
25. Акимов Ю.К. и др. Полупроводниковые детекторы в экспериментальной физике. Энергоатомиздат, 1989.
26. Дворников О.В. Счетверенный микро-мощный ОУ на биполярном БМК. Chip News. 2001. №7. С. 50-52.
27. Дворников О.В. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Часть 2. Базовые схемотехнические решения АБМК 1-3. Сб. тр. ИППМ РАН. 2010. С. 283-288.
28. <http://www.mes-conference.ru/data/year2010/analyt/Dvornikov.ppt>.
29. Ngo T., Hester R. Op Amp combining precision, high-speed, and high output current drive for ±5V power supply operation. IEEE J. of Solid-State Circuits. 1990. Vol. 25. No. 3. PP. 856-862.
30. Дворников О.В. Схемотехника биполярно-полевых аналоговых микросхем. Часть 2. Высокоточные повторители тока. Chip News. 2004. № 10. С. 40-45.
31. Дворников О., Шульгевич Ю. Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов: Часть 4: Идентификация параметров модели Шихмана-Ходжеса полевого транзистора с p-n-переходом. Современная электроника. 2009. № 8. С. 50-57.
32. Дворников О.В., Чеховский В.А. Применение биполярного БМК для проектирования аналоговых ИС. Часть 1: Микро-мощные малошумящие зарядочувствительные усилители. Chip News. 1999. № 5. С. 17-20.
33. Santiard J.C. et al. Gasplex. A low-noise analog signal processor for readout of gaseous detectors. CERN-ESP/94-17.
34. Chase R.L., Hrisobo A., Richer J.-P. 8-channel CMOS preamplifier and shaper with adjustable peaking time and automatic pole-zero cancellation. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 1998. Vol. A409. PP. 328-331.
35. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. Энергоатомиздат, 1983.
36. <http://www.bsproduct.by/index.php/.21774...0.0.0.html> (Приложение к статье «Универсальная аналоговая микросхема для датчиков космической аппаратуры») ©