

Особенность схемотехники радиационно-стойких усилителей на базе БиМОП АБМК

С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов

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

Аннотация — Проектирование симметричных операционных и мультидифференциальных операционных усилителей и измерительных средств на их основе позволяет обеспечить прецизионность конечных устройств и повысить эффективность использования источников питания схемы. Показано, что использование симметричных входных, промежуточных и выходных каскадов не требует применения дополнительных цепей компенсации для стабилизации режимов работы устройства при воздействии дестабилизирующих факторов и позволяет увеличить достижимые качественные показатели проектируемых усилителей. Приведены результаты проектирования схемы мультидифференциального ОУ в среде PSpice и результаты его моделирования.

Ключевые слова — симметричный операционный усилитель, минимальный дрейф нуля, коэффициент ослабления синфазного сигнала, мультидифференциальный ОУ, симметричный усилитель.

I. ВВЕДЕНИЕ

Создание аналоговых интегральных схем (ИС) и сложно-функциональных (СФ) блоков с высокой радиационной стойкостью при сохранении качественных показателей требует специальных полупроводниковых технологий. В силу целого ряда технических и экономических факторов их производство ориентируется на технику специализированных аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК) и, в частности, на биполярно-полевые кристаллы [1], [2].

Влияние дестабилизирующих факторов и, в первую очередь, высокоэнергетического потока нейтронов F_n и дозы радиационного излучения D в рабочем диапазоне температур t° на малосигнальные (дифференциальные) параметры как р-МОП, так и биполярных п-р-п и р-п-р транзисторов существенно различаются [3]. В этой связи для обеспечения требуемых усилительных свойств широкого класса операционных преобразователей используются как традиционные каскады, так и компенсирующие цепи обратных связей [4]–[5]. В традиционных структурах многокаскадных усилителей обеспечение линейности и уменьшение ЭДС смещения нуля в этом случае связано с увеличением напряжения источников питания или интеграцией в каскады и цепи межкаскадных связей специальных узлов стабилизации режимов работы [6], которые, как правило, нега-

тивно влияют на достижимый диапазон рабочих частот. В этой связи, поиск альтернативных решений, сохраняющих потенциально достижимую широкополосность без увеличения напряжений источников питания, является актуальным.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При построении аналоговых и аналого-цифровых интерфейсов, осуществляющих передачу и преобразование сигналов от чувствительных элементов (сенсоров), используются операционные усилители (ОУ) и мультидифференциальные операционные усилители (МОУ) [7], а также построенные на их основе инструментальные усилители. Как правило, основными требованиями при проектировании таких устройств являются минимизация коэффициента передачи синфазного напряжения $K_{сн}$ и напряжения дрейфа нуля инструментального усилителя U_{op} при требуемом коэффициенте усиления дифференциального сигнала K_d . В структуре СФ блоков эти устройства диктуют наиболее жесткие требования к ОУ или МОУ. Как показывает практика, использование несимметричных дифференциальных каскадов (ДК) при построении усилителей требует введения дополнительных цепей стабилизации режимов работы [6], что в конечном итоге приводит к неэффективному использованию источников питания или к невозможности реализации прецизионных усилителей при заданном напряжении питания. Необходимость применения указанных цепей, в первую очередь, обусловлена увеличением ЭДС смещения и коэффициента передачи синфазного напряжения на выходах несимметричных дифференциальных каскадов и, следовательно, уменьшением коэффициента ослабления синфазного сигнала

$$K_{оссн}^{-1} = \frac{K_{снi}}{K_{di}}, \quad (1)$$

где i – номер выхода каскада.

Создание операционных усилителей и мультидифференциальных ОУ связано с реализацией одного входного дифференциального каскада и двух симметрично работающих входных дифференциальных каскадов [4], соответственно, а также промежуточного и

выходного каскадов. Условные обозначения этих усилителей представлены на рис. 1.

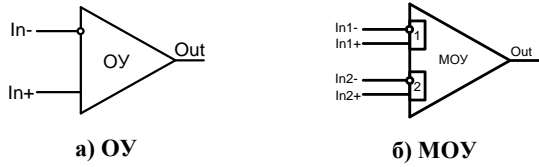


Рис. 1. Условные обозначения усилителей

Построение прецизионных инструментальных усилителей на основе операционных усилителей предполагает, что такие ОУ обладают высокими качественными показателями, в первую очередь, высоким коэффициентом подавления синфазного напряжения и статическим коэффициентом усиления, а также низким напряжением дрейфа нуля [7]. Возможность параметрической оптимизации конечных инструментальных устройств и СФ блоков при их построении на основе МОУ определяется также симметричностью входных дифференциальных каскадов [4]. Применение дополнительных схемотехнических решений, направленных на увеличение качественных показателей в таких структурах, требует особого внимания, так как некоторые из них оказываются неэффективными именно в симметричных каскадах [5].

Так предложенные в [5] дополнительные компенсирующие выходное синфазное напряжение цепи обратных связей не предполагают относительно высокой идентичности входных активных элементов. Эти решения позволяют проектировать симметричные дифференциальные каскады для прецизионных измерительных устройств в рамках технологии с ограниченным компонентным базисом, например, радиационно-стойкой технологии биполярно-полевого аналогового базового матричного кристалла [1]. При этом ограничения, накладываемые АБМК, влияют на выбор структуры построения как входных и промежуточных симметричных каскадов, так и выходного несимметричного каскада.

III. СИММЕТРИЧНОСТЬ СТРУКТУРЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для решения сформулированной задачи предложено использовать полную симметрию структуры любого операционного преобразователя (рис. 2).

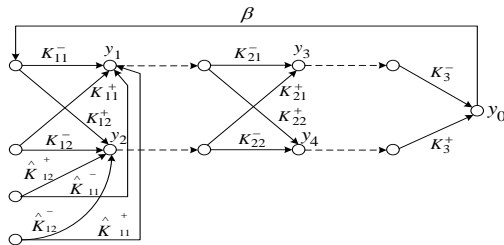


Рис. 2. Сигнальный граф симметричного преобразователя

Система уравнений, описывающих сигнальный граф симметричного преобразователя, имеет вид

$$\begin{cases} y_0 = y_3 \cdot K_3^- + y_4 \cdot K_3^+, & y_1 = \beta \cdot y_0 \cdot K_{11}^- + E_1, \\ y_2 = \beta \cdot y_0 \cdot K_{12}^+ + E_2, & y_3 = y_1 \cdot K_{21}^- + y_2 \cdot K_{21}^+ + E_3, \\ y_4 = y_1 \cdot K_{22}^+ + y_2 \cdot K_{22}^- + E_4, \end{cases} \quad (2)$$

где y_i – общее значение напряжения смещения на i -ом выходе каскадов, E_i – значение ЭДС смещения автономного каскада на его i -ом выходе, β – глубина общей обратной связи, K_{ij}^+ и K_{ij}^- – положительный и отрицательный дифференциальные коэффициенты передачи i -го каскада j -го канала, соответственно.

Предварительно отметим, что схемотехника симметричных дифференциальных каскадов позволяет реализовать высокую идентичность их выходных ЭДС смещения. Исключение составляет влияние технологической погрешности изготовления его входных пар, что устраняется специальной предварительной настройкой.

Рассмотрим несколько вариантов реализации структуры. Вначале проанализируем случай, когда соблюдается симметричность всех дифференциальных каскадов. С учетом симметричности ДК и при условии, что $K_{ij} = K_{ij}^+ = -K_{ij}^-$, напряжение дрейфа нуля на выходе усилителя определяется соотношением

$$y_0 = \frac{E_1 - E_2}{\beta \cdot (K_{11} + K_{12})} + \frac{E_4 - E_3}{\beta \cdot (K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})}. \quad (3)$$

Как видно из соотношения (3) в обоих слагаемых происходит вычитание (взаимная компенсация) ЭДС смещения на выходах дифференциальных каскадов, при этом дальнейшее уменьшение дрейфа нуля конечного устройства может потребовать увеличения дифференциальных коэффициентов передачи во входном каскаде. Для решения общей задачи определим напряжение смещения на выходах всех каскадов

$$y_1 = \frac{E_1 \cdot K_{12} + E_2 \cdot K_{11}}{K_{11} + K_{12}} + \frac{K_{11} \cdot (E_4 - E_3)}{(K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})}, \quad (4)$$

$$y_2 = \frac{E_1 \cdot K_{12} + E_2 \cdot K_{11}}{K_{11} + K_{12}} + \frac{K_{12} \cdot (E_4 - E_3)}{(K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})}, \quad (5)$$

$$y_3 = \frac{E_3 \cdot K_{22} + E_4 \cdot K_{21}}{K_{21} + K_{22}}, \quad (6)$$

$$y_4 = \frac{E_3 \cdot K_{22} + E_4 \cdot K_{21}}{K_{21} + K_{22}}. \quad (7)$$

Рассмотрим наиболее часто используемый вариант, несимметричности выходного каскада $K_3^- = 0 \vee K_3^+ = 0$. В этом случае ($K_3^- = 0$) напряжения смещения на выходах каскадов определяются следующим образом

$$y_0 = \frac{E_1 - E_2}{\beta \cdot (K_{11} + K_{12})} + \frac{E_4}{\beta \cdot K_{22} \cdot (K_{11} + K_{12})}, \quad (8)$$

$$y_1 = \frac{E_1 \cdot K_{12} + E_2 \cdot K_{11}}{K_{11} + K_{12}} - \frac{K_{11} \cdot E_4}{K_{22} \cdot (K_{11} + K_{12})}, \quad (9)$$

$$y_2 = \frac{E_1 \cdot K_{12} + E_2 \cdot K_{11}}{K_{11} + K_{12}} + \frac{K_{12} \cdot E_4}{K_{22} \cdot (K_{11} + K_{12})}, \quad (10)$$

$$y_3 = \frac{E_3 \cdot K_{22} + E_4 \cdot K_{21}}{K_{22}}, \quad (11)$$

$$y_4 \approx 0. \quad (12)$$

Попарное сравнение соотношений (3)-(7) и (8)-(12) позволяет сделать следующие выводы качественного характера. Предварительно отметим, что $y_4 \approx 0$ в результате действия принципа собственной компенсации.

Во-первых, в этом варианте не наблюдается взаимной компенсации влияния E_3 и E_4 второго симметричного дифференциального каскада на дрейф нуля преобразователя y_0 . Кроме этого, за счет уменьшения усиления общего контура отрицательной обратной связи происходит дальнейшее увеличение влияния ЭДС смещения E_4 .

Во-вторых, несимметричность выходного каскада приводит к увеличению статических напряжений на выходах y_1 и y_2 входного симметричного каскада. Это утверждение требует дополнительных комментариев. Если первый дифференциальный каскад является доминирующим, т.е. определяет статический коэффициент усиления схемы ($K_{11}, K_{12} \gg K_{21}, K_{22}, K_3^+$), то согласно (9) основной вклад в изменение режима работы вносит ЭДС смещение четвертого узла E_4 , при этом за счет исключения взаимной компенсации E_3 и E_4 , и уменьшения усиления общего контура обратной связи, это влияние дополнительно возрастает.

В случае недоминирующего влияния первого каскада на статический коэффициент усиления согласно (9) может осуществляться взаимная компенсация E_1 , E_2 и E_4 . Однако это практически не улучшает ситуацию в силу увеличения влияния этих ЭДС смещения на второй выход входного дифференциального каскада (соотношение (10)).

В-третьих, сравнение соотношений (7) и (12), а также (6) и (11) показывает, что несимметричность выходного каскада, с одной стороны, уменьшает ЭДС смещения на одном из выходов второго промежуточного каскада y_4 за счет собственной компенсации влияния E_4 при условии $K_{21} = K_{22}$, а с другой сторо-

ны приводит к значительному увеличению ЭДС смещения на выходе y_3 за счет уменьшения усиления общего контура отрицательной обратной связи.

При этом можно утверждать, что с учетом симметричности промежуточного каскада ($K_{21} = K_{22}$) усиление контура обратной связи уменьшается ровно в два раза по сравнению с симметричным вариантом реализации выходного каскада, что, как следует из соотношений (6) и (11), удваивает статическую погрешность на выходе второго каскада y_3 . Таким образом, как это было отмечено выше, применение специальных цепей стабилизации режимов работы при изменении мало-сигнальных (дифференциальных) параметров активных элементов под влиянием температурных и радиационных воздействий требует использования симметричной структуры проектирования операционных преобразователей с выходным дифференциальным каскадом. Этот вывод особенно важен при построении мультидифференциальных преобразователей, где входной каскад не является доминирующим и основные узлы стабилизации режимов работы входят в состав промежуточных и выходных каскадов. Отметим, что приведенные выводы справедливы и для случая $K_3^- \neq 0$, $K_3^+ = 0$.

Наконец, рассмотрим традиционный вариант построения операционного преобразователя, когда симметричным является только входной дифференциальный каскад. В этом случае второй дифференциальный каскад, в силу использования общепринятых динамических нагрузок, характеризуется неравенством $K_{22} \gg K_{21}$. Как видно из приведенных соотношений (4)-(12), напряжение смещения в рассматриваемых узлах усилителя будет идентичным второму варианту (несимметричный выходной каскад). Исключение составляет статическая погрешность на выходе второго каскада y_3 , величина которой становится сопоставимой с рассмотренным вариантом полностью симметричного преобразователя.

Таким образом, использование структуры операционного преобразователя с полностью симметричными входными и промежуточными каскадами, а также дифференциальным выходным каскадом, выполняющим функцию усилителя амплитуды с идентичными коэффициентами передачи ($K_3^+ \approx K_3^-$), является предпочтительным с точки зрения потенциальных возможностей компенсации статических погрешностей на выходах отдельных каскадов и дрейфа нуля преобразователя. Кроме этого, дальнейшее уменьшение напряжения смещения на выходах рассматриваемых каскадов и общем выходе усилителя связано с увеличением коэффициентов усиления во входных дифференциальных каскадах усилителя, при этом конечное значение этого коэффициента определится реализацией необходимого коэффициента передачи синфазного сигнала.

Теоретически, рассмотренные ЭДС смещения выходных узлов каскадов $E_1 - E_4$ зависят также и от ко-

эффицентом передачи синфазных напряжений. Оценим это влияние на дрейф нуля схемы y_0 . Коэффициент передачи синфазного сигнала на выходе i -го каскада j -го канала определится следующим соотношением

$$K_{chnj} = K_{ij}^+ + K_{ij}^-, \quad (13)$$

тогда

$$K_{ij}^- = K_{ij}^+ \left(\frac{K_{chnj}}{K_{ij}^+} - 1 \right) = K_{ij}^+ (K_{оссчнj}^{-1} - 1). \quad (14)$$

Вклад $K_{сн}$ в напряжение дрейфа нуля на выходе проектируемого прецизионного симметричного усилителя определится соотношением

$$y_0 = \frac{E_1 - E_2}{\beta \cdot (K_{11} + K_{12})} + \frac{E_4 - E_3}{\beta \cdot (K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})} + \frac{E_2(K_{оссчн1}K_{21} + K_{оссчн2}K_{22})}{\beta \cdot (K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})} - \frac{E_1(K_{оссчн1}K_{21} + K_{оссчн2}K_{21})}{\beta \cdot (K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})}. \quad (15)$$

Как видно из (15), в числителе добавочного члена, определяющего вклад $K_{сн}$ в итоговое напряжение дрейфа нуля устройства, происходит вычитание двух слагаемых, содержащих суммы произведений $K_{оссчн}^{-1}$ и K_0 . Таким образом, для симметричной структуры построения операционных и мультидифференциальных операционных усилителей погрешность, вносимая коэффициентом передачи синфазного напряжения в напряжение дрейфа нуля, не является доминирующей.

IV. ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

Из соотношения (3) с учетом фактора недоминирующего влияния $K_{оссчн}$ на напряжение дрейфа нуля следует, что абсолютные чувствительности (3) ЭДС смещения ($E_{см}$) нуля ($\beta = 1$) симметричной структуры усилителя определяются следующим образом

$$S_{E_1}^{Ecc} = -S_{E_2}^{Ecc} = \frac{1}{K_{11} + K_{12}}, \quad (16)$$

$$S_{E_4}^{Ecc} = -S_{E_3}^{Ecc} = \frac{S_{E_1}^{Ecc}}{K_{21} + K_{22}}. \quad (17)$$

Приведенные соотношения указывают на возможные альтернативы схемотехнической реализации принципа взаимной компенсации $E_{см}$ под воздействием различных дестабилизирующих факторов.

Так, для компенсации влияния технологической неидентичности входных активных элементов и режимной неидентичности транзисторов динамических

нагрузок симметричных дифференциальных каскадов можно в зависимости от соотношений между $K_{11} + K_{12}$ и $K_{21} + K_{22}$ использовать либо цепь межкаскадной связи между первым и вторым дифференциальными каскадами, либо предусмотреть изменение структуры динамической нагрузки второго каскада, направленную на режимную асимметрию E_3 и E_4 . При создании СФ блоков микрорелектронных систем последний вариант предпочтительнее в силу практически всегда реализуемого варианта цифровой настройки схемы.

При взаимной компенсации влияния иных дестабилизирующих факторов (температура, доза поглощенной радиации, высокоэнергетический поток нейтронов и т.д.) в силу того, что симметричность структуры позволит более эффективно использовать напряжение источников питания, целесообразно использовать специальные цепи межкаскадной связи на входе выходного каскада. Это объясняется тем, что, как отмечалось ранее, структурная избыточность динамических нагрузок требует его работы в режиме усилителя амплитуды. Иногда реализация требуемой параметрической зависимости E_3 или E_4 возможна непосредственно в входных цепях этого каскада (рис. 3).

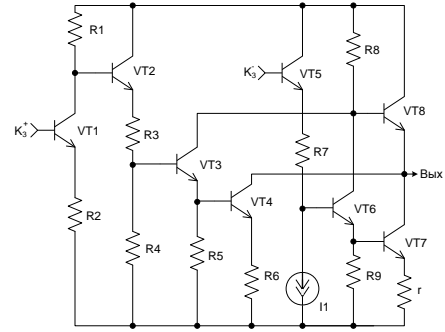


Рис. 3. Вариант реализации выходного дифференциального каскада как усилителя амплитуды

Здесь коэффициенты передачи отдельных каскадов определяются следующими соотношениями

$$K_3^- \approx -\left(\frac{R_8}{R_9 \parallel (h_{11} + r)} + \frac{h_{11}}{r} \right), \quad (18)$$

$$K_3^+ \approx \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(\frac{R_8}{R_5} + \frac{h_{11}}{R_6} \right). \quad (19)$$

Несложно убедиться, что придание как положительной, так и отрицательной определенной зависимости этим коэффициентам усиления возможно за счет использования в качестве R_1 или R_2 терморезисторов или их комбинации.

Действительно,

$$\Delta E_4 = \pm E_4 K_3^+ \alpha_{R_i}, \quad i = \overline{1, 2}, \quad (20)$$

где α_{R_i} - температурный коэффициент эквивалентного i -го резистора.

Тогда, как это следует из (15),

$$E_{см} = \frac{E_1 - E_2}{K_{11} + K_{12}} + \frac{E_4 - E_3}{(K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})} \pm \frac{E_4 K_3 \alpha_{R_i} \Delta t}{(K_{11} + K_{12})(K_{21} + K_{22})}, \quad (21)$$

при сохранении параметрических чувствительностей (16), (17).

Управлять численным значением α_{R_i} можно схемотехнической комбинацией обычных резисторов и терморезистора в коллекторной или эмиттерной цепях VT1 (рис. 3). Соотношения (18) и (19) указывают на возможность иных вариантов решения этой задачи. В общем случае необходимость использования в симметричных дифференциальных каскадах сложных динамических нагрузок при достаточно жестких ограничениях на допустимое напряжение питания усилителей всегда требует придания выходному каскаду свойств усилителя амплитуды, поэтому возможность "включения" датчиков дестабилизирующих факторов сохраняется, и взаимная компенсация их влияния на дрейф нуля схемы реализуется.

В некоторых случаях функции терморезисторов могут выполнять участки цепи полупроводниковых приборов [9]. Строго говоря, подход [9] можно распространить и на взаимную компенсацию $E_{см}$ при различных факторах радиационного воздействия. Однако,

реализация этого тезиса требует разработки специальных масштабируемых полупроводниковых приборов для техники АБМК.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для специализированных технологий с ограниченным компонентным базисом построение симметричных ОУ и МОУ и организация идентичных дифференциальных коэффициентов передачи в рамках отдельного каскада позволяют повысить качественные показатели конечного устройства: уменьшить напряжение дрейфа нуля схемы и минимизировать вклад коэффициента передачи синфазного сигнала в этот параметр, а также повысить эффективность использования источников питания за счет исключения дополнительных цепей стабилизации режимов при воздействии различных дестабилизирующих факторов. В общем случае, эффективность использования предложенной структуры (рис. 2) зависит от схемотехники отдельных каскадов и, в первую очередь, от способа реализации их динамических нагрузок. Однако методы, предложенные в [5], позволяют решать эти задачи даже в ограниченном компонентном базисе. Теоретические выводы настоящей работы подтверждаются результатами моделирования симметричного МОУ, спроектированного на базе техники АБМК, представленными в табл. 1.

Эти результаты требуют определенных комментариев. Симметричность структуры этого усилителя при достаточно сложных динамических нагрузках входных и промежуточного каскадов потребовала при указанном E_n применения «опасных» режимов работы биполярных транзисторов. Несмотря на это, при воздействии комплекса дестабилизирующих факторов сохра-

Таблица 1

Результаты моделирования МОУ

Параметры Воздействие	μ , дБ	f_1 , МГц	$K_{оссн}$, дБ	$f_{зр_оссн}$, кГц	$E_{см}$, мВ	$U_{вх_max}$, мВ	$U_{вых_max}$, В	$U_{сн_max}$, В
Без воздействия	49	9,2	87	300	-1,8	-240 +203	-2,38 +2,03	-5 +2
$t = -40^{\circ}\text{C}$	44	9,8	84	361	-2,9	-227 +203	-2,25 2,03	-5 +2,1
$t = +85^{\circ}\text{C}$	52	8,8	88	267	-1,4	-240 +160	-2,40 +1,60	-5 +1,75
$t = -40^{\circ}\text{C}$, $D = 1\text{Мрад}$, $F_n = 5 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см ²	37	9,8	77	475	-7,7	-240 +208	-2,33 +2,08	-5 +2,15
$t = +85^{\circ}\text{C}$, $D = 1\text{Мрад}$, $F_n = 5 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см ²	45	9	83	326	-3,1	-240 +162	-2,38 +1,61	-5 +1,65

Примечание: μ - статический коэффициент усиления, f_1 - частота единичного усиления, $f_{зр_оссн}$ - граничная частота $K_{оссн}$, $E_{см}$ - ЭДС смещения нуля усилителя, $U_{вх_max}$ и $U_{вых_max}$ - максимальные дифференциальные граничные напряжения на входе и выходе преобразователя соответственно, $U_{сн_max}$ - максимальное синфазное граничное напряжение на входе преобразователя, напряжение источников питания $E_n = \pm 5\text{В}$, величина токов потребления $I_0 = \pm 7\text{мА}$.

Результаты моделирования ИУ

Воздействие \ Параметры	K_0 , дБ	$f_{гр\ д}$, МГц	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр\ сн}$, кГц	$U_{др}$, мкВ
Без воздействия	20,002	1,54	-145	26	6,4
$t = -40^0\text{C}$	20,007	1,62	-129	81	9,4
$t = +85^0\text{C}$	19,998	1,46	-153	11	5,4
$t = -40^0\text{C}$, $D = 1\text{Мрад}$, $F_n = 5 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см ²	20,006	1,65	-111	147	26,9
$t = +85^0\text{C}$, $D = 1\text{Мрад}$, $F_n = 5 \cdot 10^{13}$ нейтрон /см ²	20,001	1,52	-135	40	13,0

Примечание: K_0 – дифференциальный коэффициент усиления, $f_{гр\ д}$ – граничная частота дифференциального коэффициента усиления, $K_{сн}$ – коэффициент передачи синфазного напряжения, $f_{гр\ сн}$ – граничная частота коэффициента передачи синфазного напряжения, $U_{др}$ – напряжение дрейфа нуля инструментального усилителя, напряжение источников питания $E_n = \pm 5\text{В}$, величина токов потребления $I_0 = \pm 14\text{мА}$.

нилась линейность работы схемы и не изменялся знак $E_{см}$. Как показывает анализ схем усилителей, при нарушении условий симметрии ($K_3^- = 0$, $K_{21}^-, K_{21}^+ < K_{22}^-, K_{22}^+$) ЭДС смещения нуля увеличивается в 2 раза, а $U_{вых_max}$ уменьшается до 800 мВ.

Важным компонентным ограничением АБМК является отсутствие терморезисторов и иных «датчиков» дестабилизирующих факторов, поэтому использование принципа взаимной компенсации для уменьшения $E_{см}$ оказывается невозможным. Однако применение таких МОУ в оптимальных структурах прецизионных устройств и СФ блоков позволяет реализовать этот принцип непосредственно на функциональном уровне. Так, использование предложенных авторами структурно оптимальных схем инструментальных усилителей с этими МОУ позволило реализовать приведенные в табл. 2 качественные показатели конечных устройств, которые значительно лучше их не радиационно-стойких аналогов [8].

Таким образом, при построении прецизионных усилителей, функционирующих в условиях воздействия различных дестабилизирующих факторов, в том числе под влиянием температурных и радиационных воздействий, с точки зрения потенциальных возможностей стабилизации режимов работы, а также повышения метрологических свойств и эффективности использования шины питания, наиболее предпочтительно проектирование симметричной структуры этих устройств.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. 1999. № 2. Р. 21-23.
- [2] Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Под ред. Крутччинского С.Г. Шахты, 2006. 87 с.
- [3] Дворников О.В. Влияние гамма-излучения на элементы аналоговых интегральных схем / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов, Ю.В. Богатырев, С.Б. Ластовский // Доклады БГУИР. 2012. №3 (65). С. 56-62.
- [4] Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: материалы X Международного научно-практического семинара / гл. ред. Н.Н. Прокопенко. Шахты : ИСОиП ФГБОУ ВПО «ДГТУ». 2013. Ч. 1. 2013. С. 364-370.
- [5] Krutchinsky S.G., Titov A.E., Svezev G.A. Improvement of Common-Mode Rejection Ratio in Symmetrical Differential Stages with Dynamic Load // Proceedings of IEEE EWSDTS'2013. Rostov-on-Don, Russia. 2013. P. 247-250.
- [6] Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. Способ повышения стабильности нуля аналоговых микросхем с высокоимпедансным узлом в условиях температурных и радиационных воздействий // IV Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2010». Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. М.: ИПИМ РАН, 2010. С. 295-300.
- [7] Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Структурный синтез инструментальных усилителей на базе МОУ // Известия ЮФУ. Технические науки. Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2009. № 5 (94). С. 72-81.
- [8] Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Радиационно-стойкие инструментальные усилители на базе компонентов АБМК_1_4 // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: материалы X Международного научно-практического семинара – Шахты : ИСОиП ФГБОУ ВПО «ДГТУ». 2014. Ч. 2.
- [9] Свизев Г.А. Прецизионные сенсорные интерфейсы для смешанных СнК // V Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012». Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. М.: ИПИМ РАН, 2012. С. 674-679.