ГЛОБАЛЬНАЯ ЯДЕРНАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ, 2016 №1(18), С. 76–86

ИЗЫСКАНИЕ, ПРОЕКТИРОВАНИЕ, СТРОИТЕЛЬСТВО И МОНТАЖ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ АТОМНОЙ ОТРАСЛИ

УДК 621.375

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЙ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ДАТЧИКОВЫХ СИСТЕМ И АНАЛОГОВЫХ ИНТЕРФЕЙСОВ ОТВЕТСТВЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ[1]

© 2016 Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, А.В. Бугакова, А.А. Игнашин

Донской государственный технический университет, Ростов-на-Дону, Россия

В статье рассматриваются особенности проектирования инструментального усилителя (ИУ) для датчиковых систем при его реализации на основе радиационно-стойких микросхем базовых матричных кристаллов АБМК_1_4, АБМК_2_1 (ОАО «МНИПИ», г. Минск). Разработана новая архитектура ИУ, которая может работать без резисторов общей отрицательной обратной связи с классическими мостовыми измерительными схемами и обеспечивает повышенный коэффициент ослабления входного синфазного сигнала. В ИУ допускается цифровое управление коэффициентом передачи за счет коммутации элементов матрицы «R-2R» КМОП-транзисторами. Особенности предлагаемого ИУ состоят в использовании в его входном каскаде транзисторов различной физической природы – биполярных и полевых с управляющим p-n переходом. Перспективно применение во входном каскаде ИУ комплементарных КМОП-транзисторов, один из которых должен иметь встроенный, а второй – индуцированный каналы. Для предлагаемой схемы ИУ характерны малые напряжения смещения нуля и отсутствие классических источников опорного тока, устанавливающих статический режим входного дифференциального каскада. ИУ допускает существенное увеличение числа входов для обработки сигналов большого количества датчиков. Предлагается также модификация ИУ, имеющая повышенное быстродействие в режиме большого сигнала, что обеспечивается за счет применения входных дифференциальных каскадов с расширенным диапазоном активной работы.

Ключевые слова: инструментальный усилитель, датчиковые системы, аналоговые интерфейсы, радиационная стойкость, мультидифференциальный усилитель.

Поступила в редакцию 16.03.2016 г.

В качестве прецизионного устройства усиления и преобразования электрических сигналов различных датчиков широко применяются инструментальные усилители (ИУ) [1, 2, 3, 4, 5], в т.ч. на основе мультидифференциальных каскадов [6, 7, 8].

Для работы в условиях космического пространства, в экспериментальной физике и ядерной энергетике необходимы радиационно-стойкие ИУ с несколькими дифференциальными входами, обеспечивающими функциональное преобразование нескольких аналоговых сигналов [9, 10]. Мировой опыт проектирования устройств данного класса [11, 12, 13, 14] показывает, что решение этих задач возможно с использованием биполярно-полевого технологического процесса (базовые матричные кристаллы АБМК_1_4, АБМК_2_1, ОАО «МНИПИ», г. Минск [15]), обеспечивающего формирование p-канальных полевых и высококачественных n-p-n биполярных

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00122).

©Издательство Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ», 2016

транзисторов с радиационной стойкостью до 1 Мрад и потоком нейтронов до 10^{13} н/см^2. Однако, для таких ИУ необходима специальная схемотехника, учитывающая ограничения биполярно-полевой технологии [15].

Существенный недостаток классических ИУ на трех операционных усилителях [16, 17, 18] состоит в том, что в них не обеспечивается дифференциальное преобразование нескольких входных напряжений, что актуально для многоканальных датчиков [9, 10]. Кроме этого, к прецизионности применяемых резисторов таких ИУ предъявляются повышенные требования [16, 17, 18].

На рисунке 1 показана схема предлагаемого ИУ [19] и пример его включения в структуре классического измерительного моста с резистивными сенсорами некоторой физической величины (R3÷R4).

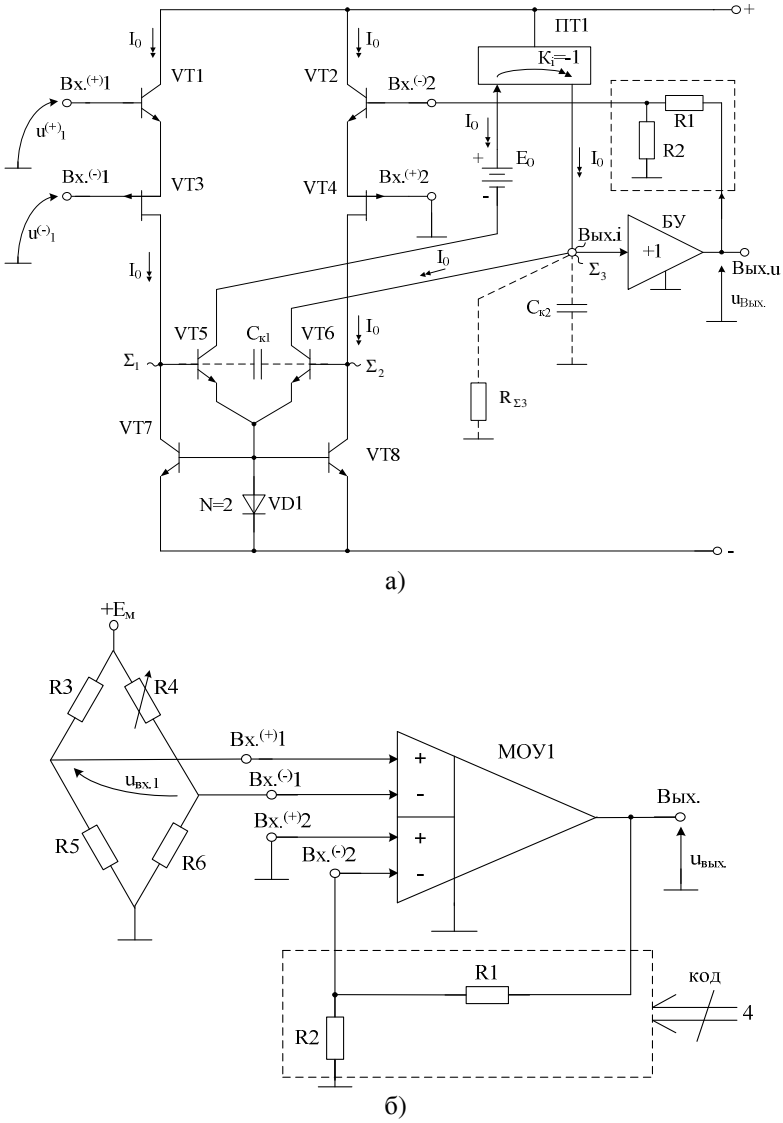


Рис. 1. – Схема предлагаемого ИУ (а) и его включение с мостовым датчиком (б)

Выходное напряжение ИУ рисунка 1 при большом петлевом усилении (Т) по цепи общей отрицательной обратной связи определяется формулой:

$$u_{вых} = \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\left(u_{вх.1} + U_{см} - \frac{U_{сф}}{K_{ос.сф}}\right) \approx \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)u_{вх.1},$$

где $U_{см}$ – напряжение смещения нуля ИУ, приведенное ко входам Вх.$^{(+)}$1, Вх.$^{(-)}$1;
$U_{сф}$ – синфазное напряжение на входах Вх.$^{(+)}$1, Вх.$^{(-)}$1;
$K_{ос.сф}$ – коэффициент ослабления входных синфазных напряжений ИУ по входам Вх.$^{(+)}$1, Вх.$^{(-)}$1.

Численные значения коэффициента $K_{ос.сф}$ для входного дифференциального каскада ИУ на транзисторах VT1, VT3 определяются глубиной внутренней обратной связи полевого транзистора VT3 при его включении в схеме с общим затвором:

$$K_{ос.сф} \approx \mu_3^{-1} = 10^3 \div 10^4 .$$

При этом по входам Вх.$^{(+)}$1, Вх.$^{(-)}$1 обеспечивается высокое входное сопротивление, которое, в отличие от ИУ на основе классических операционных усилителей, не зависит от сопротивлений резисторов общей обратной связи (R1, R2).

Так, например, входное дифференциальное сопротивление ИУ по инвертирующему входу Вх.$^{(-)}$1 определяется входным дифференциальным сопротивлением по цепи затвора $R_з$ полевого транзистора VT3:

$$R_{вх}^{(-)} = R_3 \to \infty .$$

Для не инвертирующего входа:

$$R_{вх}^{(+)} \approx \beta_1 S_3^{-1},$$

где β_1 – коэффициент усиления по току базы транзистора VT1;
$S_з$ – крутизна стоко-затворной характеристики полевого транзистора VT3.

В зависимости от величины внутреннего сопротивления источника сигнала или сопротивлений цепи обратной связи в качестве инвертирующих входов могут использоваться либо затвор транзистора VT3, либо база транзистора VT2. В ответственных случаях в схеме входного каскада могут применяться комплементарные КМОП транзисторы, один из которых должен иметь индуцированный, а другой – встроенный каналы. В этом случае вопрос о дифференциальных входных сопротивлениях ИУ по входам Вх.$^{(+)}$1, Вх.$^{(-)}$1 снимается.

Первая особенность схемы рисунка 1а – потенциальная возможность работы без резисторов обратной связи R1, R2. Так, при R1=0, R2=∞, коэффициент передачи ИУ по дифференциальному входу становится равным единице, а схема может обеспечить как инвертирующее, так и неинвертирующее преобразование входных сигналов.

Вторая особенность схемы рисунка 1 – возможность цифрового управления коэффициентом передачи. Такой режим может быть обеспечен включением вместо резистора R2 классической матрицы «R-2R», коммутируемой с помощью КМОП ключей.

Третья особенность – применение во входном каскаде ИУ рисунка 1а транзисторов с различными принципами работы – биполярных и полевых с управляющим p-n переходом. При этом за счет дифференциальной архитектуры промежуточного каскада (ПК) VT5-VT7 и идентичности его каналов усиления по входам ПК в схеме рисунка 1а реализуются малые уровни напряжения смещения нуля. Заметим, что схема входного каскада ИУ рисунка 1а может быть реализована на КМОП транзисторах, один из которых должен иметь встроенный канал, а другой – индуцированный канал.

Четвертая особенность схемы рисунка 1 – отсутствие источников опорного тока, устанавливающих статический режим входных транзисторов VT1-VT4. Данный функциональный узел в ИУ с классической архитектурой оказывает отрицательное влияние на прецизионность ИУ и его динамические параметры.

Пятая особенность схемы – простота наращивания числа инвертирующих и неинвертирующих входов ИУ за счет параллельного включения необходимого количества рассмотренных выше дифференциальных каскадов на полевых и биполярных транзисторах.

Статический режим входных транзисторов схемы рис. 1а устанавливается за счет соответствующего выбора геометрических размеров полевых транзисторов VT3 и VT4. Статический ток стока этих транзисторов ($I_{с3}=I_{с4}=I_0$) определяется по их стоко-затворной характеристике при напряжении затвор-исток, равном напряжению эмиттер-база ($U_{эб}\approx 0{,}7$В) входных биполярных транзисторов VT1 и VT2. Таким образом, для обеспечения статического режима в схеме рис. 1а не требуются какие-либо другие источники опорного тока. В этом состоит одна из ее особенностей [19].

Токи стоков полевых транзисторов $I_{с3}=I_{с4}=I_0$ определяют статический режим транзисторов VT7 и VT8 за счет местной отрицательной обратной связи по синфазному сигналу (выходные транзисторы VT5 и VT6). Если в качестве VD1 использовать два параллельно включенных p-n перехода, идентичных эмиттерным p-n переходам транзисторов VT7 и VT8, то коллекторные токи выходных транзисторов VT5 и VT6 будут соответствовать току стока транзисторов VT3 и VT4. Таким образом, промежуточный каскад ИУ также не требует использования каких-либо традиционных источников опорного тока.

Вспомогательный источник напряжения E_0 в схеме рисунка 1 (например, резистор, стабилитрон или несколько p-n переходов) включен для согласования статических режимов выходных транзисторов VT5 и VT6 по напряжению коллектор-база. Его применение позволяет уменьшить влияние эффекта Эрли этих выходных транзисторов на напряжение смещения нуля ИУ ($U_{см}$).

Рассмотрим зависимость коэффициента передачи по напряжению схемы рис. 1а от параметров ее элементов.

Усиление по петле отрицательной обратной связи ИУ рис. 1а при единичном коэффициенте передачи токового зеркала ПТ1 определяется формулой:

$$T = \beta_{ос} K_{у1} K_{у2} K_{БУ}, \qquad (1)$$

где $K_{у1} = \dfrac{u_{к8}}{u_{вх.2}} \approx y_{\Sigma 2}^{-1}(g_{m4}^{-1} + r_{э2})^{-1}$;

$$K_{у2} = \frac{u_{\Sigma 3}}{u_{к8}} \approx \frac{R_{\Sigma 3}}{r_{э5} + r_{э6}};$$

$u_{вх.2}$ – напряжение на входе Вх.$^{(-)}$2;

$u_{к8}$ – напряжение на базе VT6;

$\beta_{ос} = R_2(R_1 + R_2)^{-1}$ – коэффициент передачи четырехполюсника отрицательной обратной связи;

$y_{\Sigma 2}$ – эквивалентная проводимость в высокоимпедансном узле Σ2;

$K_{у1}, K_{у2}, K_{БУ} \approx 1$ – коэффициенты передачи по напряжению первого, второго и третьего каскадов ИУ;

g_{m4} – крутизна стоко-затворной характеристики полевого транзистора VT4;

$R_{\Sigma 3}$ – эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле Σ3;
$r_{эi}$ – сопротивление прямосмещенного эмиттерного p-n перехода i-го транзистора.

При этом в формуле (1) эквивалентная проводимость в высокоимпедансном узле Σ2:

$$y_{\Sigma 2} = y_{i6} + y_{i8} + y_{i4},$$

где y_{i6} – входная проводимость транзистора VT6 по цепи базы;
y_{i8} – выходная проводимость транзистора VT8 по цепи коллектора;
y_{i4} – выходная проводимость транзистора VT4 по цепи стока.

Причем:

$$R_{i6} = y_{i6}^{-1} \approx \beta_6 (r_{э5} + r_{э6}),$$
$$R_{i8} = y_{i8}^{-1} \approx r_{э8}\mu_8^{-1},$$
$$R_{i4} = y_{14}^{-1} \approx (r_{э2} + g_{m4}^{-1})\mu_4,$$

где $\mu_i \approx 10^{-4}$ – коэффициент внутренней обратной связи i-го транзистора в схеме с общей базой (VT8) или общим затвором (VT4).

В результате анализа схемы рис.1а (с учетом ее высокой симметрии) можно найти, что при T>>1 модуль коэффициента передачи по напряжению ИУ:

$$K_y = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{K_{y1}K_{y2}K_{БУ}}{1+\beta_{ос}K_{y1}K_{y2}K_{БУ}} \approx \frac{1}{\beta_{ос}} = \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right).$$

При 100% отрицательной обратной связи схема рис. 1а может быть инвертирующим повторителем входного напряжения с $K_y \approx -1$. Однако, в отличие от традиционных схемотехнических решений на основе классических ОУ она может не содержать резисторов общей отрицательной обратной связи.

В схеме ИУ рисунка 2а введен второй многоканальный входной дифференциальный каскад на транзисторах VT5, VT6, VT7 и VT8. Общее число входов в таком ИУ возрастает до восьми, что позволяет обеспечить преобразование (алгебраическое суммирование и т.п.), как минимум, семи разных входных напряжений (рис. 1а).

Так, выходное напряжение в схеме рисунка 2а (при достаточно большом петлевом усилении T>>1) можно найти по формуле:

$$u_{вых} \approx \frac{T}{1+T}\left(u_1^{(+)} - u_1^{(-)} + u_2^{(+)} - u_2^{(-)} + u_3^{(+)} - u_3^{(-)} + u_4^{(+)}\right),$$

где u_i – напряжение на i-том входе ИУ рис. 2а.

В схеме рис. 3 два входных дифференциальных каскада, реализованные соответственно на транзисторах VT1, VT2, VT3, VT4 и VT5, VT6, VT7, VT8, имеют расширенный диапазон активной работы [20]. Данная схема ИУ имеет только 4 входа, но характеризуется повышенным быстродействием и при однополюсной частотной коррекции ($C_{к1}$) [20].

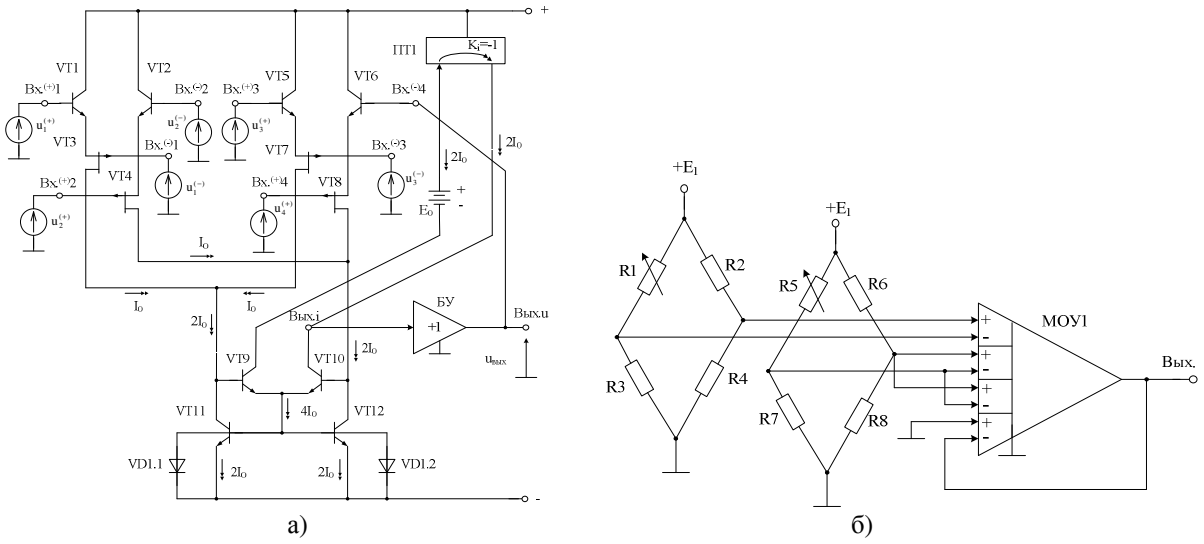


Рис. 2. – Инструментальный усилитель с восемью входами (а) и схема его включения в многоканальной мостовой измерительной системе (б)

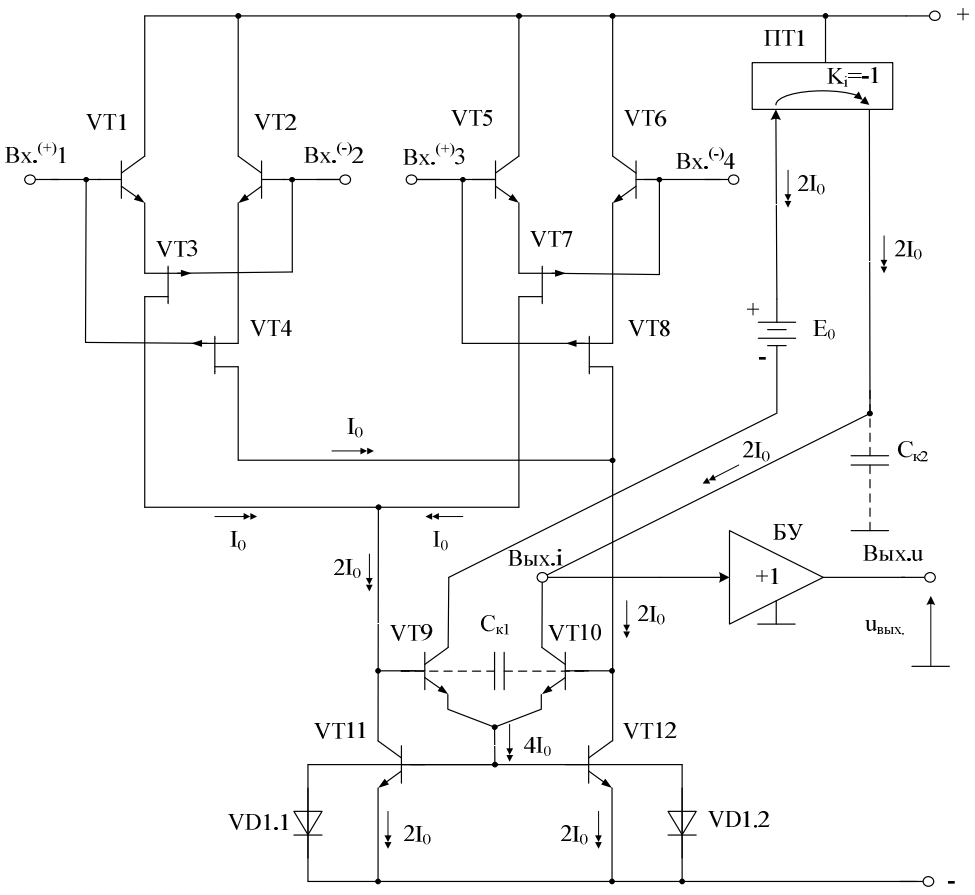


Рис. 3. - Инструментальный усилитель с повышенным быстродействием

На рисунке 4 приведена схема ИУ рисунка 1а в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_4 НПО «Интеграл» (г. Минск).

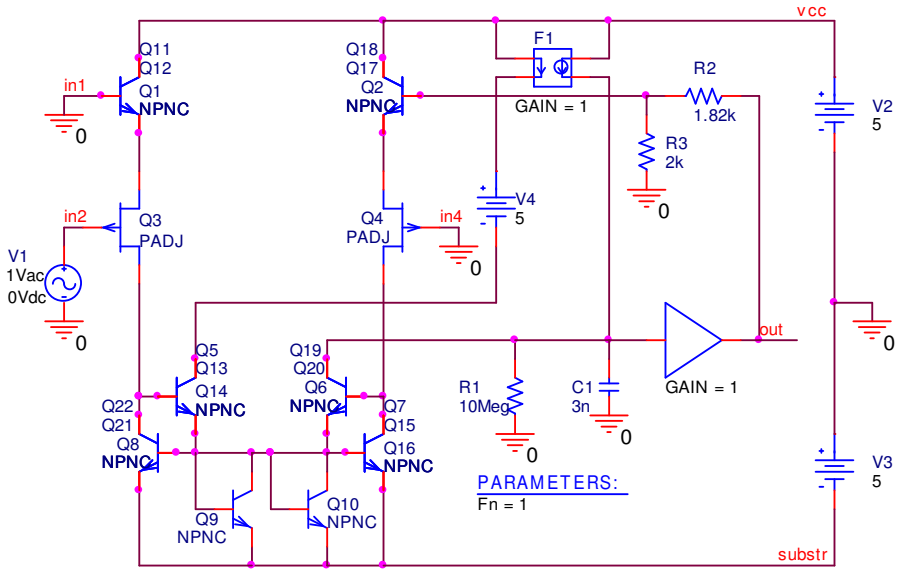
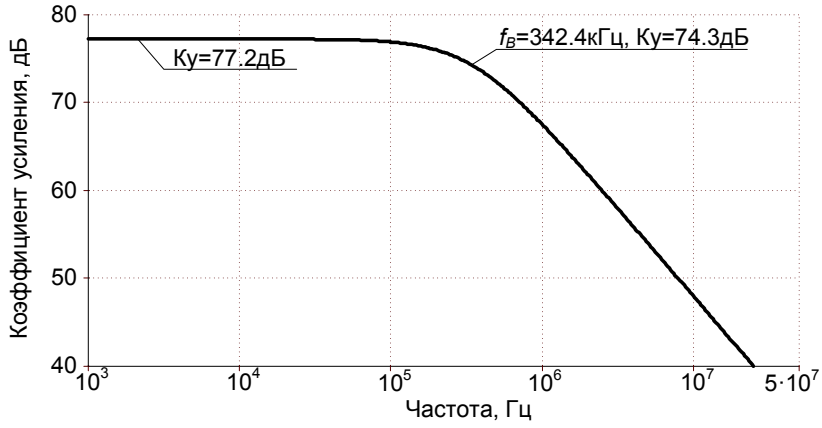
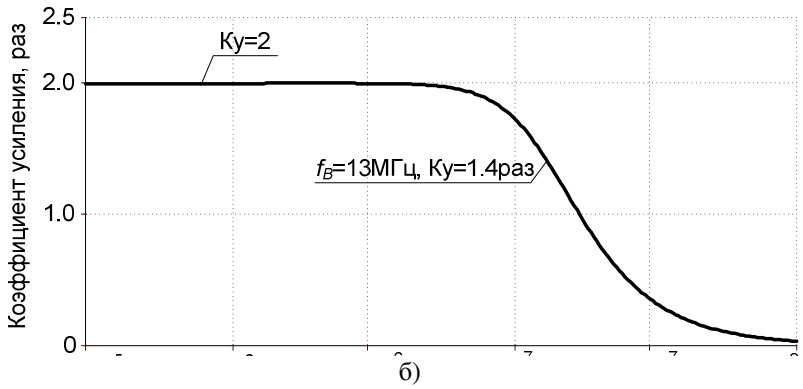


Рис. 4. – Схема включения МОУ рисунка 1а в среде PSpice с четырехполюсником отрицательной обратной связи

На рисунке 5 показаны амплитудно-частотные характеристики инструментального усилителя рисунка 4 для случая, когда коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи равен 0,5, то есть коэффициент усиления ИУ в данной схеме включения Ку= -2.



а)



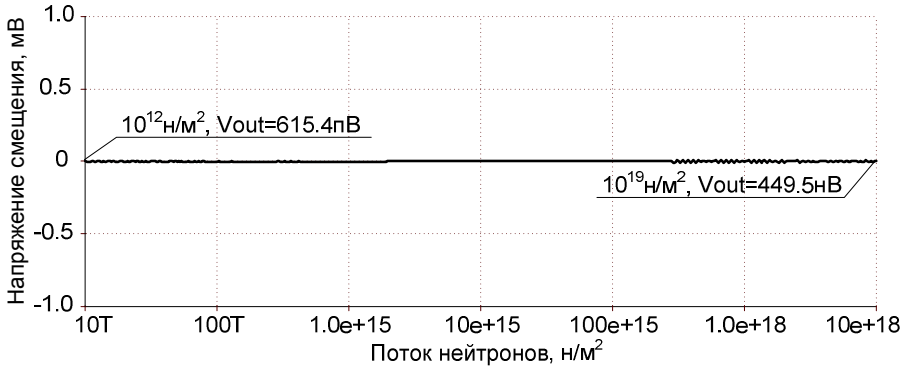
б)

Рис. 5. – Амплитудно-частотные характеристики ИУ без отрицательной обратной связи (ООС) (а)

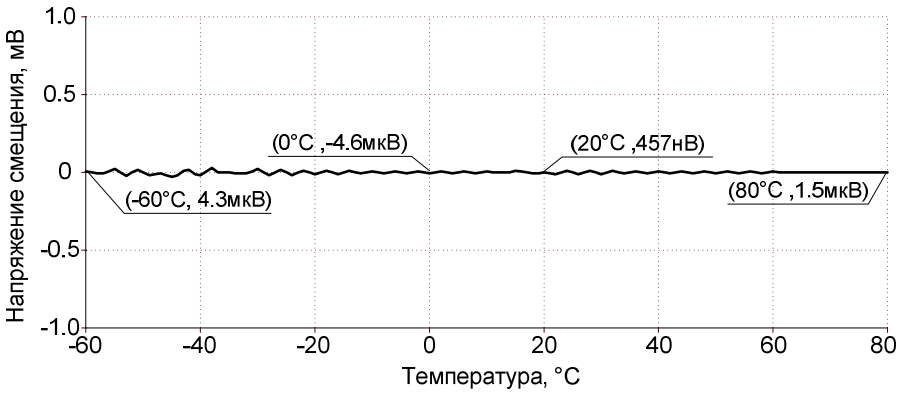
и с ООС (б)

Амплитудно-частотная характеристика рисунка 5 ИУ рисунка 4 показывает, что за счет изменения отношения резисторов обратной связи R2, R3 можно обеспечить инвертирующий коэффициент усиления K_y=-2 при высоком входном сопротивления по цепи затвора транзистора Q3. Петлевое усиление в ИУ обеспечивается двумя каскадами усиления и принимает значения в диапазоне до 80 дБ (рис. 5а), что достаточно для многих применений ИУ.

Предлагаемые схемотехнические решения ИУ имеют также малые значения напряжения смещения нуля ($U_{см}$) при воздействии температуры и радиации. На рисунке 6 показана зависимость систематической составляющей напряжения смещения нуля ИУ рисунка 4 от потока нейтронов (а) и температуры в диапазоне минус 60 - 80˚С (б). Данные характеристики получены для случая, когда элементы схемы рисунка 4 обладают высокой идентичностью, т.е. данные графики показывают предельные возможности ИУ, к которым нужно стремиться.



а)



б)

Рис. 6. – Зависимость систематической составляющей напряжения смещения нуля ИУ рис. 4 от потока нейтронов (а) и температуры в диапазоне минус 60 - 80˚С (б)

Таким образом, рассмотренные инструментальные усилители имеют ряд преимуществ в сравнении с известными схемотехническими решения и могут найти применение в системах обработки сигналов датчиков различной физической природы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Verbeeck J.* A MGy, low-offset programmable instrumentation amplifier IC for nuclear applications / J. Verbeeck, Y. Cao, M. Van Uffelen, L. Mont Casellas, C. Damiani, E. Ruiz Morales, R. Ranz Santana, R. Meek, B. Haist, W. De Cock, L. Vermeeren, M. Steyaert, P. Leroux // 15th Eur. Conf. Radiat. Its Eff. Components Syst. (RADECS), Moscow, 2015, pp. 1–4. DOI:

10.1109/RADECS.2015.7365579.
2. *Kugelstadt T.* Getting the most out of your instrumentation amplifier design / T. Kugelstadt // Analog Applications Journal, 2005, pp. 25-29.
3. *Wurcer S.*, et al. Instrumentation Amplifiers Solve Unusual Design Problems / Scott Wurcer, et al. // EDN Electrical Design News, vol. 28, No. 16, Aug. 1983, pp. 133-145.
4. *Авербух, В.* Инструментальные усилители [Текст] / В. Авербух // Схемотехника. – 2001. - № 1 (3). – С. 26-29; Схемотехника. – 2001. - № 2 (4). – С. 22-24.
5. *Kitchin C.* A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers 3ND Edition / *C. Kitchin, L. Counts* // Analog Devices, Inc., 2006.
6. *Säckinger E.* A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier / E. Säckinger, W. Guggenbühl // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-22, pp. 287-294, Apr. 1987. DOI: 10.1109/JSSC.1987.1052715
7. *Huang S.-C.* A wide range differential difference amplifier: A basic block for analog signal processing in MOS technology / S.-C. Huang, M. Ismail, S. R. Zarabadi // IEEE Trans. Circuits Syst.-II, vol. 40, pp. 289-301, May 1993. DOI: 10.1109/82.227369
8. *Prokopenko N.N.* The Main Connection Circuits of the Radiation-Hardened Differential Difference Amplifier Based on the Bipolar and Field Effect Technological Process / N. N. Prokopenko, O. V. Dvornikov, N. V. Butyrlagin, A. V. Bugakova // 12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE-2014), October 2-4, 2014, Novosibirsk, Russia, Volume 1, pp. 29–34. DOI: 10.1109/APEIE.2014.7040870
9. *Дворников, О.* Особенности аналоговых интерфейсов датчиков. Часть 2 [Текст] / О. Дворников, В. Чеховский, В. Дятлов, Н. Прокопенко // Современная электроника. – 2013. – № 3. – С. 58–63.
10. *Дворников, О.* Интерфейсы датчиков для систем на кристалле [Текст] / О. Дворников, В. Чеховский, В. Дятлов, Н. Прокопенко // Современная электроника. – 2013. – № 8. – С. 40–47.
11. *Dvornikov O.V.* Influence of Ionizing Radiation on the Parameters of an Operational Amplifier Based on Complementary Bipolar Transistors / O.V. Dvornikov, V.A. Tchekhovski, V.L. Dziatlau, N.N. Prokopenko // Russian Microelectronics, 2016, vol. 45, No. 1, pp. 54-62, DOI: 10.1134/S10 63739716010030.
12. *Дворников, О.В.* Изменение параметров комплементарных биполярных транзисторов при воздействии ионизирующих излучений [Текст] / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов, Ю.В. Богатырев, С.Б. Ластовский // Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. – 2015. – № 3. – С. 17–22.
13. *Buchner S.* The Effects of Low Dose-Rate Ionizing Radiation on the Shapes of Transients in the LM124 Operational Amplifier / S. Buchner, D. McMorrow, L. Dusseau and R.L. Pease // Nucl. Sci. IEEE Trans., vol. 55, no. 6, pp. 3314–3320, 2008. DOI: 10.1109/TNS.2008.2007952
14. *Franco F. J.* Degradation of Power Bipolar Operational Amplifiers in a Mixed Neutron and Gamma Environment / F. J. Franco, Y. Zong, and J.A. Agapito // IEEE Trans. Nucl. Sci., vol. 54, no. 4, pp. 982–988, Aug. 2007. DOI: 10.1109/TNS.2007.892183
15. *Прокопенко, Н.Н.* Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: монография [Текст] / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутчинский ; под общ. ред. д.т.н., проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т. экономики и сервиса». – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 208 с.
16. *Holenarsipur P.* Three is a Crowd for Instrumentation Amplifiers [Текст] / Maxim Integrated Products, Application Note 4034. – 2007. - pp. 1-12
17. *Szynowski J.* CMRR analysis of instrumentation amplifiers / J. Szynowski // Electron. Lett., vol. 19, no. 14, pp.547 -549, 1983. DOI: 10.1049/el:19830371
18. *Pallis-Areny R.* Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers / R. Pallis-Areny, J.G. Webster // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1991, vol. 40, No. 4. pp. 669 – 676. DOI: 10.1109/19.85332
19. *Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Бугакова А.В., Пахомов И.В.* Операционный усилитель: заявка на патент Рос. Федерация. № 2015143966/08; заявл. 13.10.15
20. *Prokopenko N.N.* Maximum ratings of voltage feedback and current feedback operational amplifiers in linear and nonlinear modes / N.N. Prokopenko, A.S. Budyakov, E.M. Savchenko, S.V. Korneev // 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications, 2008 (ECCSC 2008), pp. 205–210. WOS:000259024700035

REFERENCES

[1] Verbeeck J., Cao Y., Van Uffelen M., Mont Casellas L., Damiani C., Ruiz Morales E., Ranz Santana R., Meek R., Haist B., De Cock W., Vermeeren L., Steyaert M., Leroux P. A MGy, low-offset

programmable instrumentation amplifier IC for nuclear applications. 15th Eur. Conf. Radiat. Its Eff. Components Syst. (RADECS), Moscow, 2015, pp. 1–4. DOI: 10.1109/RADECS.2015.7365579 (in English)

[2] Kugelstadt T. Getting the most out of your instrumentation amplifier design. Analog Applications Journal, 2005, pp. 25-29. (in English)

[3] Wurcer S., et al. Instrumentation Amplifiers Solve Unusual Design Problems. EDN Electrical Design News, Vol. 28, № 16, 1983, pp. 133-145. (in English)

[4] Averbukh V. Instrumentalnye usiliteli [Instrumental amplifiers]. Shemotehnika [Circuitry], № 1 (3), 2001, pp. 26-29; Shemotehnika [Circuitry], № 2 (4), 2001, pp. 22-24 (in English)

[5] Kitchin C., Counts L. A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers 3ND Edition. Analog Devices, Inc., 2006. (in English)

[6] Säckinger E., Guggenbühl W. A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier. IEEE J. Solid-State Circuits, 1987, Vol. SC-22, pp. 287-294. DOI: 10.1109/JSSC.1987.1052715 (in English)

[7] Huang S.-C., Ismail M., Zarabadi S. R. A wide range differential difference amplifier: A basic block for analog signal processing in MOS technology. IEEE Trans. Circuits Syst.-II, 1993, Vol. 40, pp. 289-301. DOI: 10.1109/82.227369 (in English)

[8] Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Butyrlagin N.V., Bugakova A.V. The Main Connection Circuits of the Radiation-Hardened Differential Difference Amplifier Based on the Bipolar and Field Effect Technological Process. 12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE-2014), Novosibirsk, Russia, 2014, Vol. 1, pp. 29–34. DOI: 10.1109/APEIE.2014.7040870 (in English)

[9] Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Prokopenko N.N. Osobennosti analogovyh interfejsov datchikov. Chast' 2 [The features of the analog interfaces of the sensors. Part 2]. Sovremennaja jelektronika [Modern electronics], 2013, № 3. pp. 58–63 (in Russian).

[10] Dvornikov O., Tchekhovski V., Dziatlau V., Prokopenko N. Interfejsy datchikov dlya sistem na kristalle [Sensor interface for systems-on-chip]. Sovremennaja jelektronika [Modern electronics], 2013, № 8, pp. 40–47 (in Russian).

[11] Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Prokopenko N.N. Influence of Ionizing Radiation on the Parameters of an Operational Amplifier Based on Complementary Bipolar Transistors. Russian Microelectronics, 2016, Vol. 45, № 1, pp. 54-62, DOI: 10.1134/S10 63739716010030. (in English)

[12] Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Bogatyrev Yu.V., Lastovsky S.B. Izmenenie parametrov komplementarnyh bipoljarnyh tranzistorov pri vozdejstvii ionizirujushhih izluchenij [Change of parameters of complementary bipolar transistors in case of influence of the ionizing radiation]. Voprosy atomnoj nauki i tehniki. Ser.: Fizika radiacionnogo vozdejstvija na radiojelektronnuju apparaturu [Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру], 2015, № 3, pp. 17–22. (in Russian)

[13] Buchner S., McMorrow D., Dusseau L., Pease R.L. The Effects of Low Dose-Rate Ionizing Radiation on the Shapes of Transients in the LM124 Operational Amplifier. Nucl. Sci. IEEE Trans., 2008, Vol. 55, № 6, pp. 3314–3320. DOI: 10.1109/TNS.2008.2007952 (in English)

[14] Franco F. J., Zong Y., Agapito J.A. Degradation of Power Bipolar Operational Amplifiers in a Mixed Neutron and Gamma Environment. IEEE Trans. Nucl. Sci., 2007, Vol. 54, № 4, pp. 982–988. DOI: 10.1109/TNS.2007.892183 (in English)

[15] Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Krutchinsky S.G. Jelementnaja baza radiacionno-stojkih informacionno-izmeritel'nyh sistem: monografija [The elements base of the radiation –hardened information and measuring systems: monograph] / pod obshh. red. d.t.n., prof. N.N. Prokopenko; FGBOU VPO «Juzhno-Ros. gos. un-t. jekonomiki i servisa [endorsed by D.Sc in engineering prof. N.N. Prokopenko; FSBEI of HPE "South Russia State University of Economics and Services"] Shahty : FGBOU VPO «JuRGUJeS» [Shakhty: FSBEI of HPE "SRSUES"], 2011, 208 p. (in Russian)

[16] Holenarsipur P. Three is a Crowd for Instrumentation Amplifiers. Maxim Integrated Products, Application Note 4034, 2007, pp. 1-12 (in English).

[17] Szynowski J. CMRR analysis of instrumentation amplifiers. Electron. Lett., 1983, Vol. 19, № 14, pp.547 -549. DOI: 10.1049/el:19830371 (in English)

[18] Pallis-Areny R., Webster J.G. Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1991, Vol. 40, № 4. pp. 669 – 676. DOI: 10.1109/19.85332 (in English)

[19] Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Bugakova A.V., Pakhomov I.V. Operatsionnyy usilitel' - Operational amplifier. Application for a patent RF, № 2015143966/08, 2015 (In Russian).

[20] Prokopenko N.N., Budyakov A.S., Savchenko E.M., Korneev S.V. Maximum ratings of voltage feedback and current feedback operational amplifiers in linear and nonlinear modes. 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications, 2008 (ECCSC 2008), pp. 205–210. WOS:000259024700035 (in English)

Multichannel Radiation-Hardened Instrumentation Amplifier for Sensor Systems and Analog Interfaces of Demanding Application[2]

N.N. Prokopenko, N.V. Butyrlagin, A.V. Bugakova, A.A. Ignashin

Don State Technical University,
1 Gagarin Sq., Rostov-on-Don, Russia, 344000
e-mail: prokopenko@sssu.ru

Abstract – The article considers the design features of the instrumentation amplifier (IA) for sensor systems, realized on the radiation-hardened microcircuits of AC_1_4, AC_2_1 (OJSC "MRIMI", Minsk city). The new architecture of IA is developed, which can operate without resistors of common negative feedback with classical bridge measuring circuits and provides higher common-mode rejection ratio. In IA the digital control of the transfer ratio is available due to the elements commutation of the array "R-2R" by CMOS transistors. The feature of the suggested IA lies in application of the transistors of various physical natures in its input stage – Bi-JFETs and JFETs. The use of the complementary CMOS transistors in the input stage of IA is prospective, besides one of them must have an internal channel and another one - an induced one. The low offset voltages and the absence of classical sources of the reference current, setting the steady-state behavior of the input differential stage, are typical for the suggested circuit of IA. A big number of inputs for signal processing of a large number of sensors is possible in IA. The modification of IA with higher fast response in the large signal mode, which is provided due to the application of the input differential stages with the extended range of active work, is suggested.

Keywords: instrumentation amplifier, sensor systems, analog interfaces, radiation hardness, differential difference amplifier.

[2] The article was prepared within the framework of the project 16-19-00122 of the Russian Science Foundation for 2016-2018.