

19. Yang A., Jadhav S.R., Worden R.M., and Mason A.J. Compact low-power impedance-to-digital converter for sensor array Microsystems, *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2009, Vol. 44, No. 10, pp. 2844-2855.
20. Chmykh M.K. Tsifrovaya fazometriya [Digital fotometriya]. Moscow: Radio i svyaz', 1993, 184 p.
21. Helmy A.A. and Entesari K. A 1 – to – 8 GHz miniaturized dielectric spectroscopy system for chemical sensing, *IEEE MTT-S int. Microw. Symp.*, Jun. 2012, pp. 493-495.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Я.Е. Ромм.

**Самойлов Леонтий Константинович** – Южный федеральный университет; e-mail: lksamoilov@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел./факс: 88634371638; д.т.н.; кафедра информационных измерительных технологий и систем; профессор.

**Жебрун Евгений Андреевич** – e-mail: jackjk@mail.ru; тел./факс: 89614038879; кафедра систем автоматического управления; аспирант.

**Samoilov Leontii Konstantionovich** – South Federal University; e-mail: lksamoilov@sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371638; dr. of eng. sc.; professor.

**Zhebrun Evgeniy Andreevich** – e-mail: jackjk@mail.ru; the department of automatic control systems; postgraduate student.

УДК 621.375

**В.Я. Югай, А.В. Бугакова, И.В. Пахомов, А.И. Серебряков**

#### **МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ СИНФАЗНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДАТЧИКОВЫХ СИСТЕМ\***

*Рассматриваются новые параметрические и схемотехнические приемы повышения коэффициента ослабления входного синфазного сигнала ( $K_{ос.сф}$ ) в мультидифференциальных (МОУ) и инструментальных усилителях (ИУ) датчиковых систем. Обязательное введение относительно высокоомного резистора местной отрицательной обратной связи во входные дифференциальные каскады (ДК) МОУ существенно ухудшает ослабление синфазных сигналов в ИУ на его основе. В этой связи необходимы специальные схемотехнические решения входных ДК МОУ, обеспечивающие повышенные значения  $K_{ос.сф}$ . Установлена взаимосвязь между диапазоном линейной работы входных каскадов МОУ, который должен достигать величины  $1 \div 3$  В, и коэффициентом  $K_{ос.сф}$ . Показано, что в классическом МОУ возможно выполнение условий взаимной компенсации одной из составляющих  $K_{ос.сф}$ , связанной с сопротивлением коллекторных переходов входных транзисторов и транзисторов источников опорного тока. Если обеспечить определенные параметрические условия, то  $K_{ос.сф}$  МОУ будет определяться только коэффициентами внутренней обратной связи входных активных элементов. Получены уравнения, показывающие, что численные значения  $K_{ос.сф}$  зависят от напряжений Эрли входных транзисторов ДК, определяются также уровнями их статического напряжения коллектор-база. Для минимизации систематической составляющей  $K_{ос.сф}$ , связанной с внутренней обратной связью в транзисторах, необходимо выбирать у них одинаковые статические режимы. Особенно это актуально в каскадах с токовыми зеркалами, где разность напряжений коллектор-база входных транзисторов практически всегда имеется. Предлагается метод компенсации погрешности МОУ от синфазного сигнала. Он реализован в схеме ИУ на КМОП транзисторах. Особенность метода состоит в том, что один из трех дифференциальных каскадов ИУ, который обеспечивает введение общей отрицательной обратной связи, не имеет синфазной составляющей входных сигна-*

\* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00122).

лов. Это позволяет использовать данный каскад в качестве цепи собственной компенсации синфазных помех в МОУ. В предлагаемой схеме ИУ коэффициенты передачи синфазного сигнала на выход ИУ уменьшаются в 80÷100 раз.

*Датчиковые системы; синфазный сигнал; коэффициент ослабления входного синфазного сигнала; операционный усилитель; мультидифференциальный операционный усилитель; аналоговый интерфейс; инструментальный усилитель.*

**V.Ya. Yugay, A.V. Bugakova, I.V. Pahomov, A.I. Serebryakov**

### **THE METHOD OF INCREASING IN-PHASE NOISE-IMMUNITY OF DIFFERENTIAL DIFFERENCE AND INSTRUMENTATION AMPLIFIERS OF SENSOR SYSTEMS**

*The article considers new parametric and circuit techniques for increasing common-mode rejection ratio (CMRR) in differential difference (DDOA) and instrumentation amplifiers (IA) of sensor systems. The obligatory introduction of the relatively high-value resistor of local negative feedback into input differential stages (DS) of DDOA makes significantly worse the in-phase rejections in IAs based on it. Therefore, the specific circuit solutions of input DS of DDOAs, which provide increasing the value of CMRR, are necessary. The interrelation between the range of line works of the input stages of DDOA, which must reach values of 1÷3V, and the coefficient CMRR is set. The article shows that in classical DDOA the satisfaction of conditions for cancellation of one of components of CMRR, connected with the resistances of collector junctions of the input transistors and transistors of reference current sources, is possible. If we provide the definite parametric conditions, than CMRR of DDOA will be determined only by the self-feedback gain of the input active elements. The equations are obtained, which show, that the numerical values of CMRR, depending on the Early's voltages of the input transistors of DS, are also determined by the levels of their static voltage collector-base. To minimize the systematic component CMRR, connected with the self-feedback in transistors, it is necessary to choose equal steady-state behaviors for them. It is especially important in the stages with current mirrors, where there is always the voltage separation collector-base of the input transistors. The article suggests the method of error compensation of DDOA from the in-phase signal. It is implemented in the circuit of IA on the CMOS transistors. The feature of the method is that one of three differential stages of IA, which provides entering the common negative feedback, doesn't have in-phase component of the input signals. It allows using this stage as a circuit of the inherent compensation of the in-phase errors in DDOA. In the proposed circuit of IA the transfer ratios of the in-phase signal on the output of IA decrease by a factor of 80÷100.*

*Sensor systems; in-phase signal; common-mode rejection ratio; operational amplifier; differential difference operational amplifier; analog interface; instrumentation amplifier.*

**Введение.** Инструментальные (измерительные) усилители (ИУ), обеспечивающие прецизионное усиление дифференциального сигнала ( $u_d$ ) и повышенное ослабление синфазной составляющей входных напряжений ( $v_{cm}$ ), находят широкое применение в современной информационно-измерительной технике, приборостроении, датчиковых системах, различных аналого-цифровых интерфейсах [1–3].

Одним из наиболее перспективных методов построения ИУ является применение в их структуре так называемых мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) [4–8], которые выполняются на основе классических дифференциальных каскадов (ДК) на полевых или биполярных транзисторах с резистором местной отрицательной обратной связи (Re). Применение МОУ позволяет создавать различные аналоговые преобразователи сигналов (интерфейсы) [6, 9, 10], которые не реализуются на основе классических операционных усилителей (ОУ), либо реализуются с большими энергетическими и элементными затратами [11].

Для повышения линейности ИУ [11, 10] и расширения диапазона активной работы МОУ резистор местной отрицательной обратной связи  $R_c$  их входных ДК выбирается, как правило, достаточно высокоомным (1–10 кОм). Это существенно ухудшает один из важнейших параметров МОУ и ИУ – коэффициент ослабления входного синфазного сигнала ( $K_{oc.cф.}$ ) [12–15].

Кроме этого, введение резисторов местной отрицательной обратной связи в каждый из параллельно включаемых входных дифференциальных каскадов уменьшает также общее петлевое усиление ИУ, подчеркивает влияние неидеальности токового зеркала промежуточного каскада на напряжение смещения нуля, отрицательно сказывается на подавлении помех по питанию. В этой связи при проектировании МОУ приходится принимать дополнительные меры по повышению коэффициента усиления разомкнутого МОУ и использовать, как минимум, два симметричных каскада усиления с высокิมпедансными узлами. Нужны также специальные схемотехнические решения, повышающие коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ИУ [16–22].

**Постановка задачи.** Цель настоящей статьи – рассмотреть взаимосвязь диапазона линейной работы входных каскадов МОУ ( $U_{гр}$ ) и их коэффициента ослабления входных синфазных сигналов ( $K_{ос.сф.}$ ), а также исследовать новые схемотехнические решения входных ДК, повышающие  $K_{ос.сф.}$  мультидифференциальных и инструментальных усилителей в 80–100 раз.

**Ослабление синфазных сигналов в классических дифференциальных входных каскадах МОУ.** Как правило, входные каскады МОУ выполняются по классической схеме рис. 1 с различными модификациями цепей нагрузки (резистивная, на основе токового зеркала).

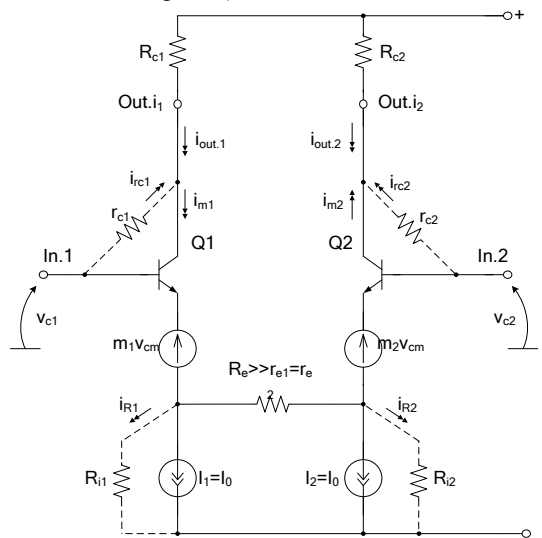


Рис. 1. Преобразование синфазных сигналов в ДК с местной отрицательной обратной связью ( $R_e$ )

Наличие синфазных напряжений  $v_{cm} = (v_{c1} + v_{c2})/2$  на входах ДК рис. 1 приводит к ошибке преобразования сигналов в практических схемах. В связи с тем, что входные дифференциальные каскады МОУ обязаны иметь небольшие проводимости передачи  $g_{mi} = R_e^{-1}$ , сопротивление резистора  $R_e$  выбирается достаточно высокоомным:

$$U_{гр} \approx 2\varphi_T + R_e I_0, \quad U_{гр} \approx 2\varphi_T + R_e I_0 = 1 \div 3B, \quad (1)$$

где  $2\varphi_T = 26\text{ мВ}$  – температурный потенциал;  $U_{гр}$  – напряжение ограничения входного ДК.

Это порождает проблему построения прецизионных МОУ с высокими значениями  $K_{oc.cф}$ .

Для схемы рис. 1 можно составить следующие уравнения Кирхгофа для выходных токов, обусловленных синфазным сигналом  $v_{cm}=v_{c1}=v_{c2}$ :

$$\begin{cases} i_{out1} = v_{cm} [\alpha_1 y_{i1} - y_{c1} + \alpha_1 (\mu_1 - \mu_2) y_e^*] \\ i_{out2} = v_{cm} [\alpha_2 y_{i2} - y_{c2} - \alpha_2 (\mu_1 - \mu_2) y_e^*] \end{cases}, \quad (2)$$

где  $\mu_1, \mu_2$  – коэффициенты внутренней обратной связи транзисторов Q1, Q2 в схеме с общей базой;  $\alpha_1, \alpha_2$  – коэффициенты передачи по току эмиттера транзисторов Q1, Q2;  $y_{i1} = R_{i1}^{-1}$ ,  $y_{i2} = R_{i2}^{-1}$  – выходные проводимости источников опорного тока I1, I2;

$r_{k1} = y_{k1}^{-1}$ ,  $r_{k2} = y_{k2}^{-1}$  – сопротивления коллекторных переходов транзисторов Q1, Q2;  $v_{cm}$  – входное синфазное напряжение ДК,  $y_e^* = (R_e + r_{e1} + r_{e2})^{-1}$ ,  $r_{e1}, r_{e2}$  – сопротивления эмиттерных переходов Q1, Q2.

Поэтому коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ДК для каждого из его токовых выходов определяется формулами:

$$K_{oc.cф.1}^{-1} = \alpha_1 \frac{R_e^*}{R_{i1}} - \frac{R_e^*}{r_{c1}} + \alpha_1 (\mu_1 - \mu_2), \quad (3)$$

$$K_{oc.cф.2}^{-1} = \alpha_2 \frac{R_e^*}{R_{i2}} - \frac{R_e^*}{r_{c2}} - \alpha_2 (\mu_1 - \mu_2), \quad (4)$$

где  $R_e^* = R_e + r_{e1} + r_{e2}$ .

Для дифференциального выхода

$$K_{oc.cф.i}^{-1} = R_e^* (\alpha_1 y_{i1} - \alpha_2 y_{i2} + y_{c2} - y_{c1}) + 2(\mu_1 - \mu_2). \quad (5)$$

Из (5) следует, что в классических схемах МОУ коэффициент  $K_{oc.cф}$  ухудшается (в сравнении со случаем, когда  $R_e=0$ ) в  $N \gg 1$  раз, где

$$N = 1 + \frac{R_e}{2r_{e2}} = 1 + \frac{R_e I_0}{2\varphi_T},$$

или

$$N \approx 1 + \frac{U_{гр}}{U_{гр}^*} \approx \frac{U_{гр}}{U_{гр}^*} \gg 1. \quad (6)$$

где  $U_{гр}^* = 2\varphi_T$  – напряжение ограничения входного ДК на биполярных транзисторах Q1, Q2 без резистора  $R_e$ .

Если для повышения линейности ДК выбрать  $U_{гр} \approx 2,5$  В, то ухудшение  $K_{oc.cф}$  в МОУ составит более чем 100 раз (40 дБ).

Для ДК на полевых транзисторах коэффициент «ухудшения»  $K_{oc.cф}$  определяется уравнением

$$N = 1 + 0,5SR_e, \quad (7)$$

где  $S$  – крутизна входных полевых транзисторов.

Из уравнений (3)-(4) также следует, что в классическом ДК рис. 1 возможно выполнение условий взаимной компенсации одной из составляющих  $K_{oc.cф}$ , связанной с сопротивлениями коллекторных переходов  $r_{k1}, r_{k2}$  и выходными сопротивлениями источников опорного тока  $R_{i1}, R_{i2}$ . Если в схеме рис. 1 обеспечить параметрическое условие  $y_{i1}=y_{k1}$ ,  $y_{i2}=y_{k2}$ , то  $K_{oc.cф}$  будет определяться коэффициентами внутренней обратной связи транзисторов

$$K_{\text{ос.сф.1}}^{-1} \approx 2(\mu_1 - \mu_2), \quad (8)$$

где  $\mu_1^{-1} \approx \frac{U_{\text{э1}}}{\Phi_T}$ ,  $\mu_2^{-1} \approx \frac{U_{\text{э2}}}{\Phi_T}$ ,  $U_{\text{э1}}$  – напряжение Эрли транзисторов Q1, Q2.

Следует отметить, что численные значения  $\mu_1$ ,  $\mu_2$ , зависящие от напряжений Эрли транзисторов, определяются также уровнями статического напряжения коллектор-база Q1 и Q2. Можно показать, что

$$K_{\text{ос.сф.1}}^{-1} \approx (0,2 \div 0,5) \frac{\Delta U_{\text{кб1.2}}}{U_0} \mu, \quad (9)$$

где  $\Delta U_{\text{кб1.2}} = U_{\text{кб1}} - U_{\text{кб2}}$ ,  $\mu \approx \mu_1 \approx \mu_2$ ,  $U_0 = 1$  В.

Из (8) и (9) следует, что для минимизации систематической составляющей  $K_{\text{ос.сф.1}}$ , связанной с внутренней обратной связью в транзисторах, необходимо выбирать одинаковые статические режимы Q1 и Q2 по напряжению коллектор-база. Особенно это актуально в каскадах с токовыми зеркалами, где разность  $\Delta U_{\text{кб1.2}} = U_{\text{кб1}} - U_{\text{кб2}}$  практически всегда имеется.

Таким образом, обязательное введение (для повышения диапазона линейной работы входных каскадов МОУ) относительно высокоомного резистора  $R_s$ , существенно ухудшает ослабление синфазных сигналов в ИУ на основе МОУ. В этой связи необходимы специальные схемотехнические решения входных ДК, обеспечивающие повышенные значения  $K_{\text{ос.сф.}}$ .

**Повышение синфазной помехоустойчивости дифференциальных каскадов МОУ на полевых транзисторах.** Собственная и взаимная компенсация паразитных импедансов в аналоговых устройствах [5] может стать одним из инструментов повышения  $K_{\text{ос.сф.}}$  мультидифференциальных и инструментальных усилителей. Рассмотрим применение этого подхода в схеме ИУ на полевых транзисторах [23], разработанного и Институте проблем управления РАН. Его особенность состоит в том, что один из трех дифференциальных каскадов ИУ, который обеспечивает введение общей отрицательной обратной связи, не имеет синфазной составляющей входных сигналов. Это позволяет использовать данный каскад в качестве цепи собственной компенсации синфазных помех.

На рис. 2 приведена схема двух из трех входных каскадов ИУ, которая поясняет принцип собственной компенсации паразитных токов через коллекторные переходы биполярных транзисторов.

В схеме рис. 2 свойства нагрузки моделируются резисторами нагрузки R3 и R4. При этом выходные сигналы снимаются в узлах Вых.1, Вых.2 и в дальнейшем преобразуются выходным каскадом ИУ.

В результате воздействия входного синфазного сигнала  $u_c = u_{c1} = u_{c2}$  на входы (Вх.1 и Вх.2) изменяются коллекторные токи транзисторов VT7 и VT8, а также токи стоков входных полевых транзисторов VT1 и VT2

$$i_{\text{гк7}} \approx \frac{u_c}{r_{\text{к7}}}, \quad i_{\text{гк8}} \approx \frac{u_c}{r_{\text{к8}}}, \quad i_{\text{с1}} \approx i_{\text{гк7}}, \quad i_{\text{с2}} \approx i_{\text{гк8}}, \quad (10)$$

где  $r_{\text{к7}}$ ,  $r_{\text{к8}}$  – сопротивления закрытых коллекторных переходов транзисторов VT7 и VT8.

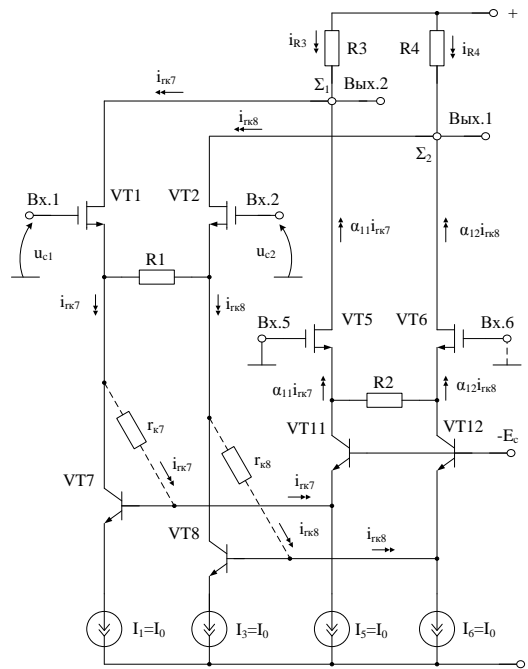


Рис. 2. Схема двух входных каскадов ИУ для аналитического расчета эффективности цепей компенсации

Токи  $i_{к7}$  и  $i_{к8}$  передаются в эмиттерные цепи транзисторов VT5 и VT6 и вызывают соответствующие изменения токов истока  $i_n$  и токов стока  $i_c$  входных полевых транзисторов VT5 и VT6 дифференциального каскада ДКЗ:

$$i_{и5} = i_{с6} = \alpha_{11} i_{к7}, \quad i_{и6} = i_{с6} = \alpha_{12} i_{к8}, \quad (11)$$

где  $\alpha_{11} \approx 1$ ,  $\alpha_{12} \approx 1$  – коэффициент передачи по току эмиттера транзисторов VT11 и VT12.

В результате приращения токов в резисторах нагрузки R3 и R4 определяются формулами

$$i_{R3} = i_{c1} - i_{c5} = i_{к7} (1 - \alpha_{11}), \quad (12)$$

$$i_{R4} = i_{c2} - i_{c6} = i_{к8} (1 - \alpha_{12}). \quad (13)$$

Как следствие, коэффициенты передачи входного синфазного сигнала можно найти из уравнений:

$$K_{с.сф.1} = \frac{u_{вых.1}}{u_c} = \frac{R_4}{r_{к8}} (1 - \alpha_{12}), \quad (14)$$

$$K_{с.сф.2} = \frac{u_{вых.2}}{u_c} = \frac{R_3}{r_{к7}} (1 - \alpha_{11}). \quad (15)$$

В классической схеме ИУ

$$K_{с.сф.1}^* = \frac{R_4}{r_{к8}}, \quad K_{с.сф.2}^* = \frac{R_3}{r_{к7}}. \quad (16)$$

Таким образом, при введении канала собственной компенсации коэффициенты передачи синфазного сигнала на выходы Вых.1 и Вых.2 уменьшаются в  $\beta = 80 \div 100$  раз, где  $\beta = (1 - \alpha_{11})^{-1} \approx (1 - \alpha_{11})^{-1} \gg 1$ .

Коэффициент передачи дифференциального напряжения входного каскада на транзисторах VT1 и VT2 определяется формулой

$$K_{d1} = \frac{u_{\text{Вых.1}}}{u_{\text{ВХ}}} \approx \frac{R_4}{R_1}, \quad K_{d2} \approx \frac{R_3}{R_1}, \quad (17)$$

где  $R_1 = R_e$  – сопротивление резистора местной отрицательной обратной связи;  $R_3, R_4$  – сопротивление резисторов нагрузки  $R_3, R_4$ .

Если выбрать  $K_{d1} \approx 1$ , то коэффициент ослабления входного синфазного сигнала ( $K_{\text{ос.сф.}}$ ) в предлагаемой схеме определяется уравнением

$$K_{\text{ос.сф.}} = \frac{K_{d1}}{K_{\text{с.сф.}}} \approx K_{\text{с.сф.}}^{-1}. \quad (18)$$

На рис. 3 представлена схема рис. 2, реализованная на элементах радиационно-стойкого аналогового базового матричного кристалла АБМК\_1\_3, выпускаемого ОАО «Интеграл» (г. Минск).

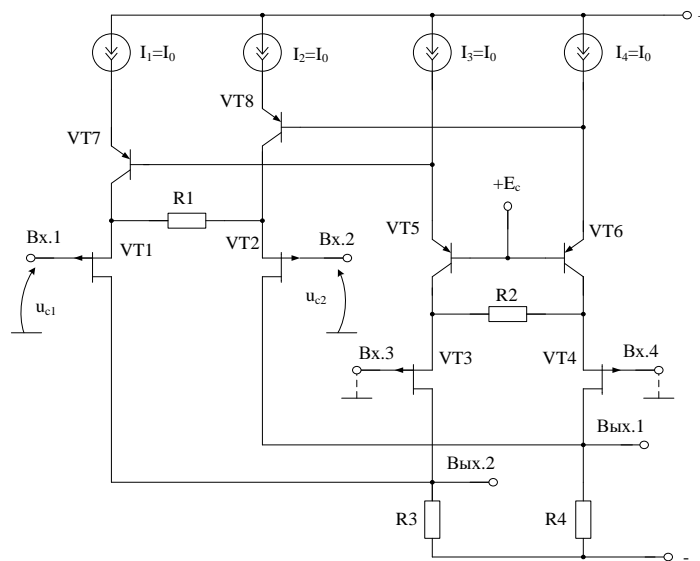


Рис. 3. Схема МОУ на элементах аналогового базового матричного кристалла АБМК\_1\_3

На рис. 4 приведена схема рис. 3 в среде PSpice на моделях АБМК\_1\_3, в которой исследовалась передача на выход out входного синфазного сигнала.

На рис. 5 показана частотная зависимость коэффициента ослабления входного синфазного сигнала входных каскадов предлагаемого и классического [11] инструментальных усилителей.

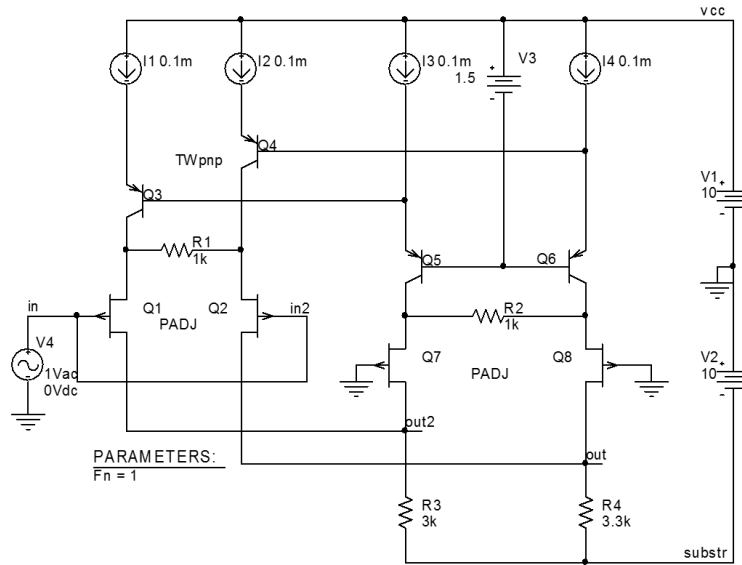


Рис. 4. Схема рис. 3 в среде PSpice на моделях АБМК\_1\_3

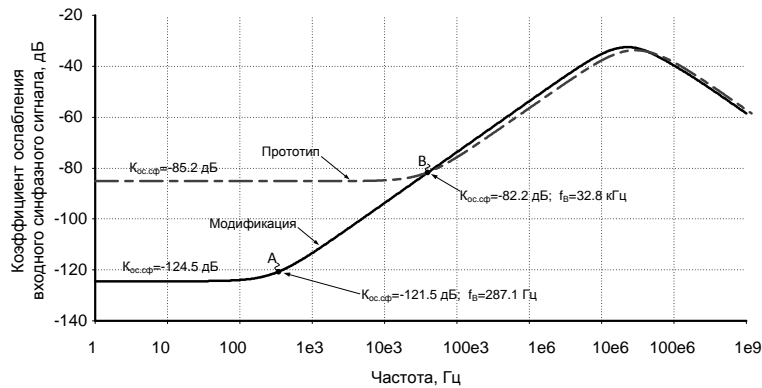


Рис. 5. Частотная зависимость  $K_{oc.cф}$  входных каскадов модифицированного и классического ДК

Из данных графиков следует, что в схеме рис. 2 низкочастотный коэффициент ослабления входного синфазного сигнала улучшается на 40 дБ. Это существенно снижает погрешности ИУ при работе с сигналами, имеющими синфазную составляющую.

**Архитектура ИУ с повышенным ослаблением синфазного сигнала.** Рассмотренный выше метод компенсации погрешности МОУ от синфазного сигнала реализован в схеме ИУ рис. 6. Здесь цепь отрицательной обратной связи (ЦОС) реализована на основе резисторов R4 и R5. Симметричный выходной каскад (ВК) с дифференциальным входом уменьшает погрешности ИУ, связанные с неидеальностями токовых зеркал в его структуре и нестабильностью источников опорного тока.

Компьютерное моделирование схемы рис. 6 в среде Cadence на моделях транзисторов XFab показало улучшение  $K_{oc.cф}$  в 80-100 раз.



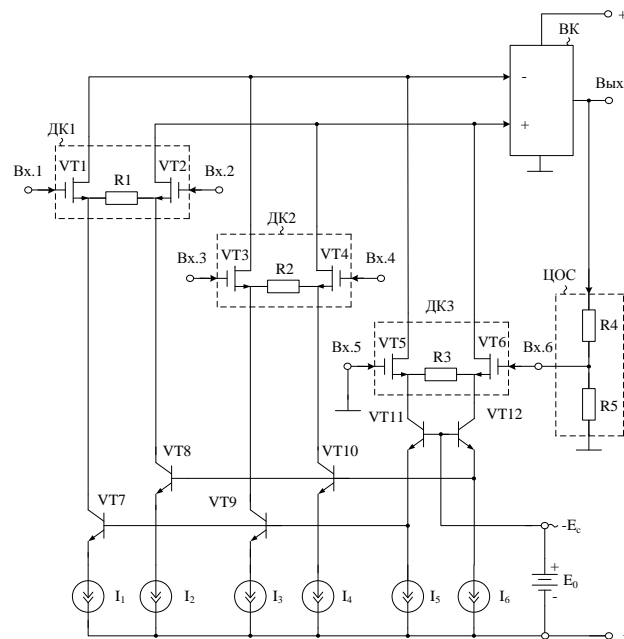


Рис. 6. Схема ИУ с повышенным ослаблением входного синфазного сигнала

**Заключение.** Впервые установлена взаимосвязь между коэффициентом ослабления входного синфазного сигнала МОУ и диапазоном активной работы его входных дифференциальных каскадов. Показано, что введение резисторов местной отрицательной обратной связи в параллельно включаемые (по токовым выходам) классические входные дифференциальные каскады МОУ ухудшает коэффициент  $K_{oc.cф}$  на 30-40дБ, уменьшает общее петлевое усиление, подчеркивает влияние неидеальности токового зеркала промежуточного каскада на напряжение смещения нуля, отрицательно сказывается на подавлении помех по питанию.

Показана перспективность введения цепей собственной компенсации паразитных импедансов выходных транзисторов источников опорного тока в классических трехкаскадных ИУ на основе КМОП транзисторов, что дает повышение  $K_{oc.cф}$  в 80–100 раз. При этом в качестве цепи компенсации целесообразно использовать один из дифференциальных каскадов МОУ, не работающий с синфазным сигналом.

При проектировании МОУ на полевых транзисторах необходимо принимать дополнительные меры по повышению коэффициента усиления разомкнутого МОУ и использовать, как минимум, два симметричных каскада усиления с высокимпедансными узлами.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Bruschi P., F. del Cesta, Longhitano A.N., Piotto M., Simmarano R. A very compact CMOS instrumentation amplifier with nearly rail-to-rail input common mode range // European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), ESSCIRC'2014 – 40th., 2014. – P. 323-326. DOI: 10.1109/ESSCIRC.2014.6942087.
2. Szynowski, J. CMRR analysis of instrumentation amplifiers // Electron. Lett. – 1983. – Vol. 19, No. 14. – P. 547-549, 1983. DOI: 10.1049/el:19830371.
3. Op't Eynde F., Wambacq P., Sansen W. On the relationship between the CMRR or PSRR and the second harmonic distortion of differential input amplifiers // IEEE Journal Of Solid-State Circuits. – 1989. – Vol. 24, No. 6. – P. 1740-1744 DOI: 10.1109/4.45014.

4. *Biolek D., Senani R., Biolkova V., Kolka Z.* Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals // *Radioengineering*. – 2008. – Vol. 17, No. 4. – P. 15-32.
5. *Крутчинский С.Г., Тутов А.Е.* Оптимизация структур инструментальных усилителей с мультидифференциальными операционными усилителями // *Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014: Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского*. – М.: ИППМ РАН, 2014. – Ч. III. – С. 9-14.
6. *Авербух В.* Инструментальные усилители // *Схемотехника*. – 2001. – № 1 (3). – С. 26-29; *Схемотехника*. – 2001. – № 2 (4). – С. 22-24.
7. *Тутов А.Е.* Двухканальные прецизионные инструментальные усилители для радиационно-стойких систем на кристалле // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2010. – № 1 (102). – С. 64-70.
8. *Тутов А.Е.* Двухканальный инструментальный усилитель с минимальным дрейфом нуля // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2011. – № 2 (115). – С. 73-78.
9. *Холенарсипур, П.* Три это много для инструментального усилителя // *Компоненты и технологии*. – 2008. – № 6. – С. 26-30.
10. *Крутчинский С.Г., Тутов А.Е.* Структурный синтез и оптимизация инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ. Ч. 1. Теоретические основы // *Радиотехника / под общ. ред. академика РАН Ю.В. Гуляева*. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2015. – № 2. – С. 98-106.
11. *Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Будяков П.С.* Основные свойства, параметры и базовые схемы включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом // *Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы*. – 2014. – Вып. 2 (233). – С. 53-64.
12. *Pallis-Areny R., Webster J.G.* Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 1991. – Vol. 40, No. 4.
13. *Fan You, Embabi S. H. K., Sanchez-Sinencio E.* On the Common Mode Rejection Ratio in Low Voltage Operational Amplifiers with Complementary N-P Input Pairs // *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*. – 1997. – Vol. 44, No. 8. – P. 678-683.
14. *Gupta A.K., Dhanasekaran V., Soundarapandian K., Sanchez-Sinencio E.* Multipath common-mode feedback scheme suitable for high-frequency two-stage amplifiers // *Electronics Letters*. – 2006. – Vol. 42, No. 9
15. *Dal Fabbro P.A., dos Reis Filho C.A.* An integrated CMOS instrumentation amplifier with improved CMRR // *15th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design, Proceedings*. – 2002. – P. 57-61 DOI:10.1109/SBCCI.2002.1137637.
16. *Прокопенко Н.Н., Крюков С.В.* Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов: монография. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2008. – 329 с.
17. *Тутов А.Е., Дворников О.В.* Радиационно-стойкие инструментальные усилители на АБМК // *Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных схем – 2012: Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского*. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 284-287.
18. *Крутчинский С.Г., Тутов А.Е., Радченко В.А.* Радиационно-стойкий инструментальный усилитель на базе парафазного мультидифференциального ОУ // *Научно-технические ведомости СПбГПУ*. – СПб.: СПбГПУ, 2012. – № 2 (145). – С. 151-154.
19. *Worapishet A., Demosthenous A., Xiao Liu.* A CMOS Instrumentation Amplifier With 90-dB CMRR at 2-MHz Using Capacitive Neutralization: Analysis, Design Considerations, and Implementation // *IEEE Transactions On Circuits And Systems-I: Regular Papers*. – 2011. – Vol. 58, No. 4. – P. 699-710.
20. *Shruti Jain.* To Design High CMRR, High Slew rate Instrumentation Amplifier using OTA and CDTA for Biomedical Application // *International Journal of Engineering Research*. – 2013. – Vol. 2, Issue 5. – P. 332-336.
21. *Kirsner R. L. G.* Capacitive degradation of the common-mode rejection of differential amplifier circuits // *Medical & Biological Engineering*. 1976. Vol. 14. No.3. P. 350.

22. *Nicollini G., Guardiani C.* A 3.3-V 800-nVrms Noise, Gain-Programmable CMOS Microphone Preamplifier Design Using Yield Modeling Technique // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 1993. – Vol. 28, No. 8. – P. 915-921.
23. *Полонников Д.Е., Слынько В.П., Ростовцев А.С.* Дифференциальный усилитель // *А.с. СССР № 537435*. 1976. Бюл. № 44.

## REFERENCES

1. *Bruschi P., F. del Cesta, Longhitano A.N., Piotto M., Simmarano R.* A very compact CMOS instrumentation amplifier with nearly rail-to-rail input common mode range, *European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), ESSCIRC'2014 – 40th.*, 2014, pp. 323-326. DOI: 10.1109/ESSCIRC.2014.6942087.
2. *Szynowski J.* CMRR analysis of instrumentation amplifiers, *Electron. Lett.*, 1983, Vol. 19, No. 14, pp. 547-549, 1983. DOI: 10.1049/el:19830371.
3. *Op't Eynde F., Wambacq P., Sansen W.* On the relationship between the CMRR or PSRR and the second harmonic distortion of differential input amplifiers, *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, 1989, Vol. 24, No. 6, pp. 1740-1744 DOI: 10.1109/4.45014.
4. *Biolek D., Senani R., Biolkova V., Kolka Z.* Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals, *Radioengineering*, 2008, Vol. 17, No. 4, pp. 15-32.
5. *Krutchinskiy S.G., Titov A.E.* Optimizatsiya struktur instrumental'nykh usiliteley s mul'tidifferentsial'nymi operatsionnymi usilitelyami [Optimization of instrumentation amplifiers structures with multidifferential operational amplifiers], *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem – 2014: Sbornik trudov [Problems of development of prospective micro- and nanoelectronic systems – 2014: proceedings]*, ed. by A.L. Stempkovskogo. Moscow: IPPM RAN, 2014, Part III, pp. 9-14.
6. *Averbukh V.* Instrumental'nye usiliteli [Instrumentation amplifiers], *Skhemotekhnika [Circuitry]*, 2001, No. 1 (3), pp. 26-29; *Skhemotekhnika [Circuitry]*, 2001, No. 2 (4), pp. 22-24.
7. *Titov A.E.* Dvukhkanal'nye pretsizionnye instrumental'nye usiliteli dlya radiatsionno-stoykikh sistem na kristalle [Two-channel precision tool amplifiers for radiation-proof system on chip], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences]*, 2010, No. 1 (102), pp. 64-70.
8. *Titov A.E.* Dvukhkanal'nyy instrumental'nyy usitel' s minimal'nym dreyfom nulya [Two-channel instrumentation amplifier with minimal zero drift], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences]*, 2011, No. 2 (115), pp. 73-78.
9. *Kholenarsipur P.* Tri eto mnogo dlya instrumental'nogo usilitelya [Three is a lot for an instrumentation amplifier], *Komponenty i tekhnologii [Components and Technologies]*, 2008, No. 6, pp. 26-30.
10. *Krutchinskiy S.G., Titov A.E.* Strukturnyy sintez i optimizatsiya instrumental'nykh usiliteley na baze mul'tidifferentsial'nykh OU. Ch. 1. Teoreticheskie osnovy [Structural synthesis and optimization of instrumentation amplifiers on the basis of multidifferential op-amp. Part 1. Theoretical foundations], *Radiotekhnika [Radiotechnics]*, ed. by Yu.V. Gulyaeva. Moscow: Izd-vo «Radiotekhnika», 2015, No. 2, pp. 98-106.
11. *Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Budyakov P.S.* Osnovnye svoystva, parametry i bazovye skhemy vklucheniya mul'tidifferentsial'nykh operatsionnykh usiliteley s vysokoimpedansnym uzlom [The main properties, parameters and basic connection diagram multidifferential operational amplifiers with high impedance node], *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory [Elektronnaya Tekhnika. Series 2. Semiconductor devices]*, 2014, Issue 2 (233), pp. 53-64.
12. *Pallis-Areny R., Webster J.G.* Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1991, Vol. 40, No. 4.
13. *Fan You, Embabi S. H. K., Sanchez-Sinencio E.* On the Common Mode Rejection Ratio in Low Voltage Operational Amplifiers with Complementary N-P Input Pairs, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 1997, Vol. 44, No. 8, pp. 678-683.
14. *Gupta A.K., Dhanasekaran V., Soundarapandian K., Sanchez-Sinencio E.* Multipath common-mode feedback scheme suitable for high-frequency two-stage amplifiers, *Electronics Letters*, 2006, Vol. 42, No. 9.

15. *Dal Fabbro P.A., dos Reis Filho C.A.* An integrated CMOS instrumentation amplifier with improved CMRR, 15th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design, Proceedings, 2002, pp. 57-61 DOI:10.1109/SBCCI.2002.1137637.
16. *Prokopenko N.N., Kryukov S.V.* Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов: монография [The architecture and circuit design the differential amplifier with a high common-mode rejection signals: a monograph]. Shakhty: GOU VPO «YuRGUES», 2008, 329 p.
17. *Titov A.E., Dvornikov O.V.* Радиационно-стойкие инструментальные усилители на АБМК [Radiation-resistant instrumentation amplifiers on ABMC], Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh skhem – 2012: Sbornik trudov [Problems of development of perspective micro- and nanoelectronic circuits – 2012: Collection of articles], ed. by A.L. Stempkovskogo. Moscow: IPPM RAN, 2012, pp. 284-287.
18. *Krutchinskiy S.G., Titov A.E., Radchenko V.A.* Радиационно-стойкий инструментальный усилитель на базе парафазного мультидифференциального ОУ [Radiation-resistant instrumentation amplifier on the basis of paraphase multidifferential op amp], Nauchno-tehnicheskie vedomosti SPbGPU [Nauchno-tehnicheskie Vedomosti SPbGPU]. Saint-Petersburg: SPbGPU, 2012, No. 2 (145), pp. 151-154.
19. *Worapishet A., Demosthenous A., Xiao Liu.* A CMOS Instrumentation Amplifier With 90-dB CMRR at 2-MHz Using Capacitive Neutralization: Analysis, Design Considerations, and Implementation, IEEE Transactions On Circuits And Systems-I: Regular Papers, 2011, Vol. 58, No. 4, pp. 699-710.
20. *Shruti Jain.* To Design High CMRR, High Slew rate Instrumentation Amplifier using OTA and CDTA for Biomedical Application, International Journal of Engineering Research, 2013, Vol. 2, Issue 5, pp. 332-336.
21. *Kirsner R. L. G.* Capacitive degradation of the common-mode rejection of differential amplifier circuits, Medical & Biological Engineering, 1976, Vol. 14, No. 3, pp. 350.
22. *Nicollini G., Guardiani C.* A 3.3-V 800-nVrms Noise, Gain-Programmable CMOS Microphone Preamplifier Design Using Yield Modeling Technique, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1993, Vol. 28, No. 8, pp. 915-921.
23. *Polonnikov D.E., Slyn'ko V.P., Rostovtsev A.S.* Дифференциальный усилитель [Differential amplifier]. Copyright certificate of the USSR No. 537435. 1976. Bull. No. 44.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.И. Марчук.

**Югай Владислав Яковлевич** – Южный федеральный университет; e-mail: yugtag@gmail.com; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: +79054302206; к.т.н.; доцент.

**Бугакова Анна Витальевна** – Донской государственный технический университет; e-mail: annabugakova.1992@mail.ru; 346500, г. Шахты, Шевченко, 147; тел.: +79094169380; магистрант.

**Пахомов Илья Викторович** – e-mail: pahom2191@mail.ru; тел.: +79094134744; аспирант.

**Серебряков Александр Игоревич** – e-mail: sashaag@mail.ru; +79661444833; к.т.н.; м.н.с.

**Yugay Vladislav Yakovlevich** – Southern Federal University; e-mail: yugtag@gmail.com; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79054302206; associate professor.

**Bugakova Anna Vitalievna** – Don State Technical University; e-mail: annabugakova.1992@mail.ru; 147, Shevchenko street, Shakhty, 346500, Russia; phone: +79094169380; master student.

**Pahomov Il'ya Viktorovich** – pahom2191@mail.ru; phone: +79094134744; postgraduate student.

**Serebryakov Alexander Igorevich** – e-mail: sashaag@mail.ru; phone: +79661444833; cand. of eng. sc.; junior researcher.