

Основные параметры и уравнения базовых схем включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом

Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, И.В. Пахомов

Донской государственной технической университет, prokopenko@sssu.ru

Аннотация — Исследован мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ) с одним высокоимпедансным узлом. Получены основные уравнения, которые упрощают расчет параметров аналого-цифровых интерфейсов на его основе.

Рассмотрены свойства основных схем включения МОУ с учетом влияния петлевого усиления. Определены коэффициенты передачи и входные сопротивления этих схем при идентичных и неодинаковых проводимостях передачи входных преобразователей «напряжение-ток» МОУ.

Показано, что одна микросхема МОУ позволяет без резисторов обратной связи обеспечить большие входные сопротивления и достаточно широкий спектр идентичных характеристик при инвертирующих и неинвертирующих включениях, а также различные коэффициенты передачи (+1; -1; +2; -2; +1,5; +3; +0,5; -0,5). Обозначены пути повышения быстродействия МОУ, уменьшения напряжения смещения нуля, а также увеличения петлевого усиления.

Ключевые слова — мультидифференциальные операционные усилители, аналоговые инверторы и сумматоры сигналов, нулевой уровень, быстродействие, петлевое усиление.

I. ВВЕДЕНИЕ

Современная теория электронных схем предлагает для построения микросхем устройств преобразования сигналов более 50 различных типов активных элементов (АЭ) [1]. Среди них наиболее известны операционные усилители (ОУ). Многие из представленных в [1] АЭ имеют «экзотическое» применение, что обусловлено иногда недостаточной популяризацией наиболее выгодных для них областей использования. К таким АЭ относятся и мультидифференциальные операционные усилители (МОУ), которые, несмотря на ряд уникальных свойств, достаточно редко применяются в микросхемных изделиях.

Это связано с тем, что МОУ является относительно новым функциональным узлом аналоговой

микросхемотехники [2] и имеет специфические схемы включения.

Достаточно перспективно использование МОУ в инструментальных усилителях [3], например, для работы с датчиками мостового типа. Синтез современных устройств частотной селекции в ряде случаев существенно упрощается при наличии МОУ [4]. Большой практический интерес представляют звенья активных фильтров на нескольких МОУ [3-11], так как такие схемы оказываются более высокочастотными при идентичном энергопотреблении [4].

МОУ используются в ЦАП и АЦП [12,13], специальных интерфейсах [13,15], в акселерометрах [16], управляемых усилителях [17], преобразователях «напряжение-ток» [18], схемах интегрирования и дифференцирования сигналов [19], перемножителях напряжений, управляемых резисторах, модуляторах, дифференциальных интеграторах [19,10].

Таким образом, МОУ имеет статус достаточно универсального активного элемента.

Основная цель настоящей статьи – рассмотреть ограничения на схемотехнику и параметры одного из перспективных подклассов МОУ – схем с одним высокоимпедансным узлом и получить простые количественные оценки параметров для его основных вариантов включения при идентичных и заведомо отличающихся друг от друга проводимостях передачи входных дифференциальных каскадов. Дополнительная цель статьи – привлечь внимание разработчиков к практическому использованию МОУ в аналого-цифровых СФ блоках нового поколения, а также к совершенствованию их схемотехники и организации выпуска российских микросхем данного класса.

II. ОСОБЕННОСТИ АРХИТЕКТУРЫ И СХЕМОТЕХНИКИ МОУ С ОДНИМ ВЫСОКОИМПЕДАНСНЫМ УЗЛОМ

Во многих случаях практическая реализация входных цепей МОУ сводится к параллельному включению нескольких классических дифференциальных каскадов (ДК) с местной

отрицательной обратной связью (рис. 1), которая формируется резисторами $R_1 = R_2 = R_3$.

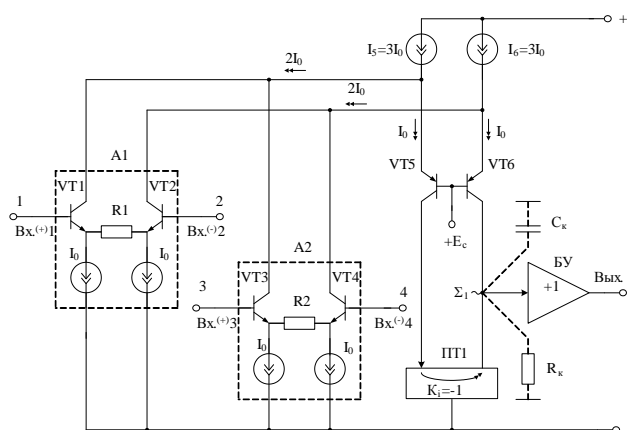


Рис. 1. Практическая схема МОУ на основе параллельного включения нескольких ДК (A1, A2)

К числу наиболее перспективных МОУ относятся схемы с так называемым высокоимпедансным узлом Σ_1 (рис. 2), в котором обеспечивается суммирование выходных токовых координат нескольких дифференциальных каскадов A1, A2 (рис. 1).

Основой топологии МОУ (рис. 2) являются два идентичных преобразователя «напряжение-ток» A1, A2 с дифференциальными входами 1-2, 3-4.

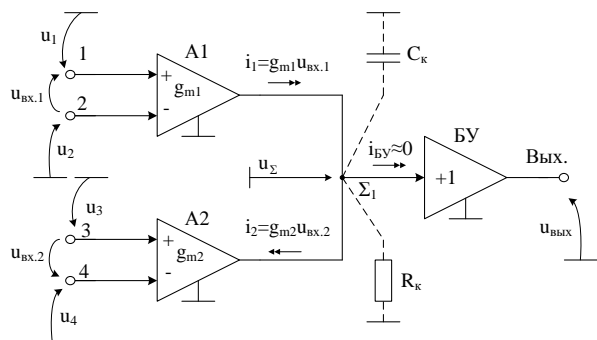


Рис. 2. Функциональная схема перспективного МОУ с высокоимпедансным узлом Σ_1

Первый преобразователь A1 служит интерфейсом для входного сигнала, второй (A2) – для сигнала обратной связи. При одинаковых параметрах крутизны передачи $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ переменные выходные токи i_1, i_2 преобразователей A1, A2 суммируются в высокоимпедансном узле Σ_1 , к которому подключен вход буферного усилителя напряжения (БУ) с высоким входным сопротивлением ($R_{вх.БУ} \rightarrow \infty$). Для типовых технологических процессов разброс отношения g_{m1}/g_{m2} в МОУ с архитектурой входных каскадов (рис. 1) лежит в пределах 0,05-0,5%, что достаточно для многих даже прецизионных применений МОУ. Проводимости преобразования g_m имеют небольшую величину. Это крайне важное ограничение. Оно

означает, что входы МОУ способны воспринимать большие дифференциальные напряжения (например, $u_{вх} < U_{пр} = 2 \div 3 B$, рис. 3).

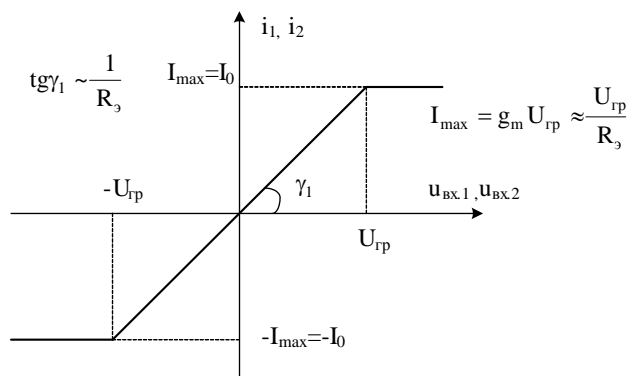


Рис. 3. Проходная характеристика преобразователей «напряжение-ток» A1, A2 МОУ с высокоимпедансным узлом Σ_1

Данное обстоятельство является обязательным условием минимизации нелинейных искажений сигналов, подаваемых на входы 1, 2 и 3, 4, в устройствах на основе МОУ.

Таким образом, принципиальное отличие МОУ от классического ОУ состоит в том, что диапазон линейной работы их входных каскадов A1 и A2, который характеризуется напряжением ограничения ($U_{пр}$), должен быть достаточно широким, например, $U_{вх} \leq U_{пр} = I_0 R_3 = 2 \div 3 B$.

Наличие емкости коррекции C_k приводит к появлению на АЧХ полюса и она становится похожей на АЧХ обычного ОУ.

Максимальные синфазные напряжения на входах универсального МОУ также должны быть большими. Таким образом, все четыре входных вывода МОУ (1,2,3,4) могут находиться при существенно разных потенциалах. Поэтому понятие «виртуального потенциального нуля», которое используется для обычных ОУ, для МОУ неприменимо. Когда к дифференциальным входам 1, 2 и 3, 4 приложены одинаковые по величине, но противоположные по знаку дифференциальные напряжения ($u_{вх.1}, u_{вх.2}$), выходные токи i_1 и i_2 преобразователей A1, A2 под действием обратной связи компенсируют друг друга. То есть в высокоимпедансном узле Σ_1 происходит алгебраическое суммирование токов i_1, i_2 , причем сумма этих токов в установившемся режиме равна нулю. В этом смысле узел Σ_1 можно рассматривать как «виртуальный токовый ноль».

В связи с особенностями архитектуры МОУ имеет ряд уникальных свойств. Основным является то, что возможно множество схем включения без резисторов обратной связи.

III. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

При использовании только двух входов (например, 3, 4) МОУ с одним высокоимпедансным узлом имеют такие же схемы включения и параметры, что и обычные ОУ. Однако наибольший интерес представляют аналоговые устройства, практически не реализуемые на основе классических ОУ.

Дифференциальный усилитель разности двух сигналов без резисторов обратной связи. Для усиления разности двух напряжений u_1, u_2 , формирующихся, например, в диагонали классического измерительного моста, может использоваться схема рис. 4.

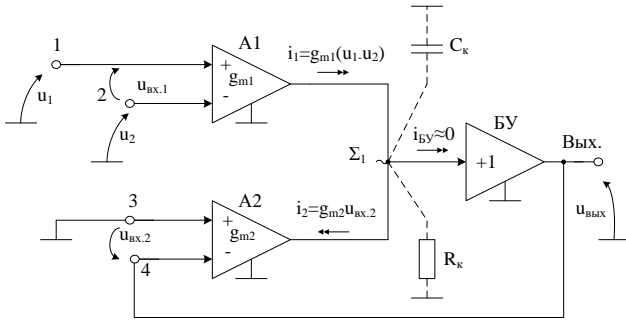


Рис. 4. Дифференциальный усилитель на основе МОУ

На основании второго закона Кирхгофа можно определить напряжение в высокоимпедансном узле Σ_1 :

$$u_{\Sigma} = [(u_1 - u_2)g_{m1} - u_{\text{вх.2}}g_{m2}]R_k, \quad (1)$$

где $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ – проводимости передачи входных каскадов A1, A2; R_k – эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле Σ_1 .

После преобразований, из (1) можно получить, что

$$u_{\text{вых}} = \frac{T}{1+T}(u_1 - u_2) = \frac{u_1 - u_2}{1+T^{-1}} \approx u_1 - u_2,$$

где $T = K_{\text{БУ}} g_m R_k \gg 1$ – петлевое усиление, $K_{\text{БУ}}$ – коэффициент передачи по напряжению БУ.

То есть выходное напряжение схемы рис. 6 равно разности двух входных напряжений u_1 и u_2 .

Если $g_{m1} \neq g_{m2}$, то при $R_k K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$

$$u_{\text{вых}} = (u_1 - u_2) \frac{g_{m1}}{g_{m2}}.$$

Когда $g_{m1} = 2g_{m2}$ или $g_{m2} = 2g_{m1}$, получаем соответственно $u_{\text{вых}} = 2(u_1 - u_2)$, или $u_{\text{вых}} = 0,5(u_1 - u_2)$.

Данный режим управления величинами g_{m1} и g_{m2} реализуется, например, в МОУ с двумя основными (A1, A2) и третьим дополнительным дифференциальным каскадом (Ad), входы которого подключаются параллельно либо входам A1, либо входам A2.

Обратная связь в схеме рис. 4 не влияет на входные сопротивления для узлов 1 ($y_{\text{вх.1}}$) и 2 ($y_{\text{вх.2}}$). В частном случае при реализации входных преобразователей A1, A2 на основе классических дифференциальных каскадов (рис. 1)

$$y_{\text{вх.1}} \Big|_{u_2=0} = y_{d12} + y_{c1}, \quad y_{\text{вх.2}} \Big|_{u_1=0} = y_{d21} + y_{c2},$$

где $y_{d12} \approx (\beta_1 R_s)^{-1}$, $y_{d21} \approx (\beta_2 R_s)^{-1}$ – дифференциальные входные проводимости между входами A1; y_{c1} (y_{c2}) – входная синфазная проводимость между узлом 1 (2) и общей шиной [20]; β_1, β_2 – коэффициент усиления по току базы VT1, VT2.

Инвертирующий усилитель с $K_y = -1$ без резисторов обратной связи. На базе МОУ в соответствии с рис. 5 реализуется инвертирующий усилитель напряжения, в котором (в отличие от традиционных схем [20]) не требуются резисторы обратной связи.

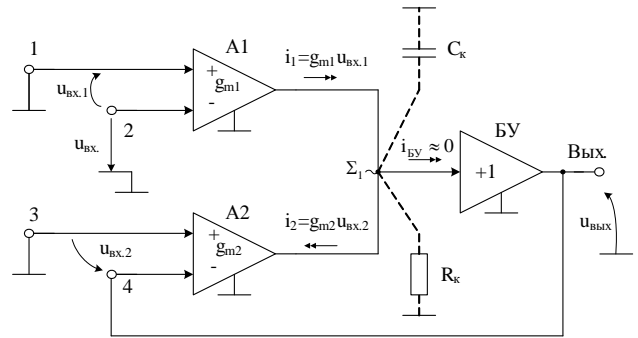


Рис. 5. Инвертирующий усилитель с $K_y = -1$

Основные уравнения при $g_{m1} = g_{m2} = g_m$:

$$u_{\text{вых}} = K_{\text{БУ}} R_k g_m (u_{\text{вх.1}} - u_{\text{вх.2}}),$$

$$u_{\text{вых}} = T(u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}), \quad u_{\text{вых}}(1+T) = Tu_{\text{вх}},$$

где $T = K_{\text{БУ}} R_k g_m \gg 1$.

Таким образом,

$$u_{\text{вых}} = \frac{T}{1+T} u_{\text{вх}} = K_y u_{\text{вх}} \approx u_{\text{вх}},$$

где $K_y = \frac{1}{1+T^{-1}} \approx 1$ – модуль коэффициента передачи.

Однако, как следует из рис. 5, фазы $u_{вх}$ и $u_{вых}$ противоположны, т.е. усилитель рис. 5 является инвертирующим.

В тех случаях, когда $g_{m1} \neq g_{m2}$, а $R_k K_{БУ} \rightarrow \infty$:

$$u_{вых} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} u_{вх}.$$

Выбирая, например, $g_{m1} = 2g_{m2}$ или $g_{m2} = 2g_{m1}$, можно без резисторов обратной связи получить другие коэффициенты передачи: $u_{вых} = 2u_{вх}$ или $u_{вых} = 0,5u_{вх}$. Входная проводимость узла 2: $y_{вх.2} = y_{d_{21}} + y_{c2}$.

Замечательная особенность схемы включения МОУ рис. 5 - возможность реализации инвертирующих и неинвертирующих усилителей с идентичными характеристиками. Такой режим осуществляется простым переключением источника сигнала либо ко входу 2, либо ко входу 1.

Неинвертирующий усилитель напряжения. Свойства МОУ позволяют создавать неинвертирующие усилители напряжения с коэффициентом передачи, равном двум единицам, без использования резисторов обратной связи (рис. 6).

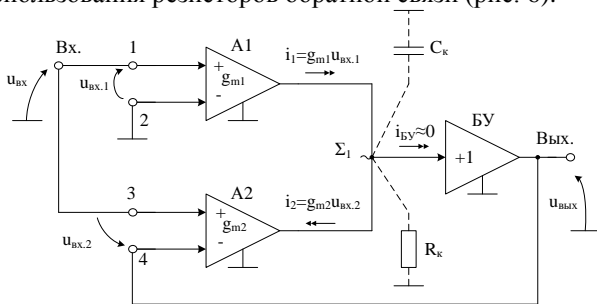


Рис. 6. Неинвертирующий усилитель

Основные уравнения при $g_{m1} = g_{m2}$:

$$u_{вых} = K_{БУ} u_{\Sigma} = R_k g_m K_{БУ} (u_{вх.1} - u_{вх.2}),$$

$$u_{вых} = \frac{2T}{1+T} u_{вх} = \frac{2u_{вх}}{1+T^{-1}} = K_y u_{вх} \approx 2u_{вх},$$

где $T = K_{БУ} R_k g_m \gg 1$, $K_y = 2(1+T^{-1})^{-1} \approx 2$.

Если $g_{m1} \neq g_{m2}$, то при $R_k K_{БУ} \rightarrow \infty$ коэффициент передачи по напряжению определяется из формулы:

$$u_{вых} = \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right) u_{вх}.$$

При $g_{m1} = 2g_{m2}$ или $g_{m2} = 2g_{m1}$ он принимает следующие значения: $K_y = 3$ или $K_y = 1,5$.

Входная проводимость схемы рис. 6:

$$y_{вх} = y_{d_{12}} + y_{c1} + y_{c3} + y_{d_{34}} (1+T),$$

где y_{c3} , $y_{d_{34}}$ - входные проводимости преобразователя АЗ для синфазного и дифференциального сигналов.

Неинвертирующий сумматор двух сигналов. Свойства МОУ позволяют создавать высококачественные сумматоры двух сигналов u_1 и u_2 (рис. 7) без резисторов обратной связи.

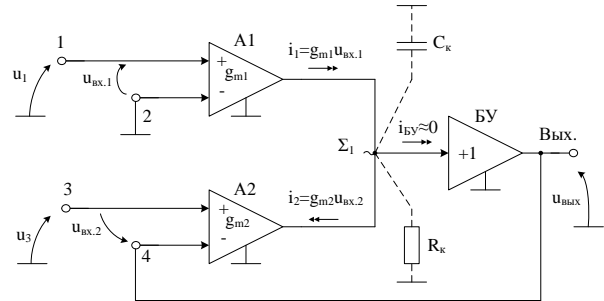


Рис. 7. Неинвертирующий сумматор двух сигналов

Основные уравнения:

$$u_{\Sigma} = R_k (g_{m1} u_{вх.1} - g_{m2} u_{вх.2}),$$

$$u_{вых} = K_{БУ} R_k g_m (u_{вх.1} - u_{вх.2}),$$

где $g_m = g_{m1} = g_{m2}$; $T = K_{БУ} R_k g_m \gg 1$.

Таким образом,

$$u_{вых} = \frac{u_1 + u_2}{1+T^{-1}} \approx u_1 + u_2.$$

В общем случае при $g_{m1} \neq g_{m2}$ и $T \gg 1$

$$u_{вых} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} u_1 + u_3.$$

Это позволяет реализовать на основе схемы рис. 7 усилители без внешних резисторов обратной связи с другими коэффициентами передачи

$$u_{вых} \Big|_{g_{m1}=2g_{m2}} = 2u_1 + u_3, \quad u_{вых} \Big|_{g_{m2}=2g_{m1}} = 0,5u_1 + u_3.$$

Входные проводимости $y_{вх.1}$, $y_{вх.3}$ для входов 1 и 3 могут быть неодинаковы: $y_{вх.1} = y_{d_{12}} + y_{c1}$, $y_{вх.3} = y_{c2} + y_{d_{34}} (1+T)$.

IV. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СХЕМОТЕХНИКИ МОУ

Повышение быстродействия МОУ. Схемы МОУ с рассматриваемой архитектурой потенциально имеют более высокое быстродействие, чем классические ОУ. С учетом [20] можно показать, что скорость нарастания выходного напряжения ($\mathcal{G}_{\text{вых}}$) схем с МОУ:

$$\mathcal{G}_{\text{вых}} = 2\pi f_1 U_{\text{пр}},$$

где f_1 – частота единичного усиления по петле обратной связи скорректированного МОУ; $U_{\text{пр}}$ – диапазон активной работы входных преобразователей «напряжение-ток» А1, А2 (например, $U_{\text{пр}} = 2 \div 3 \text{ В}$).

Таким образом, сформулированные ранее требования к входным каскадам А1, А2 рассматриваемого подкласса МОУ способствуют (в сравнении с классическими ОУ [20] при идентичных f_1), повышению $\mathcal{G}_{\text{вых}}$ в N_g -раз, где $N_g = 10 \div 30$.

Петлевое усиление МОУ в схемах с отрицательной обратной связью. Преобразование токов i_1, i_2 в напряжение $u_{\text{вых}}$ в схеме рис. 2 ведется на достаточно большом сопротивлении $R_k \rightarrow \infty$. Это позволяет получить большой коэффициент преобразования напряжений $u_{\text{вх.1}}, u_{\text{вх.2}}$ в напряжение $u_{\text{вых}}$, который влияет на петлевое усиление $T \gg 1$.

В связи с малыми значениями крутизны передачи (g_m) А1, А2 получение больших значений петлевого усиления $T \approx K_{\text{БУ}} g_m R_k \gg 1$ при $K_{\text{БУ}} \approx 1$, связано, прежде всего, с увеличением эквивалентного сопротивления (R_k) в высокоимпедансном узле Σ_1 . Оно зависит от выходных сопротивлений этих каскадов, а также входного сопротивления буферного усилителя БУ ($R_{\text{вх.БУ}} \rightarrow \infty$).

В этой связи для увеличения R_k целесообразно использовать в выходных цепях А1, А2 каскодное включение транзисторов. Это позволит увеличить R_k до уровня сопротивления r_k закрытых коллекторных переходов выходных транзисторов А1, А2, и, следовательно, получить

$$T_{\text{max}} \approx \frac{r_k}{2} g_m \approx \frac{r_k}{2R_s} \gg 1.$$

Необходимо также принимать меры для минимизации входной проводимости БУ. Заметим, что полевые транзисторы в каскодных выходных цепях подсхем А1, А2 окажут положительное влияние на эквивалентное сопротивление R_k .

Для получения в МОУ на биполярных транзисторах эквивалентных выходных сопротивлений $R_k \gg r_k$ можно использовать схемотехнику,

рассмотренную в [21]. Так, численное значение R_k в схеме рис. 8 определяется уравнением

$$R_k \approx \left[\frac{1 - \alpha_2 \alpha_3}{r_{k1}} + \frac{1 - \alpha_1 \alpha_4}{r_2} \right]^{-1} \gg r_{k1} \approx r_{k2},$$

где $\alpha_i \approx 1$ – коэффициенты усиления по току эмиттера i -го транзистора.

Это позволяет увеличить петлевое усиление $T \gg 1$ в МОУ.

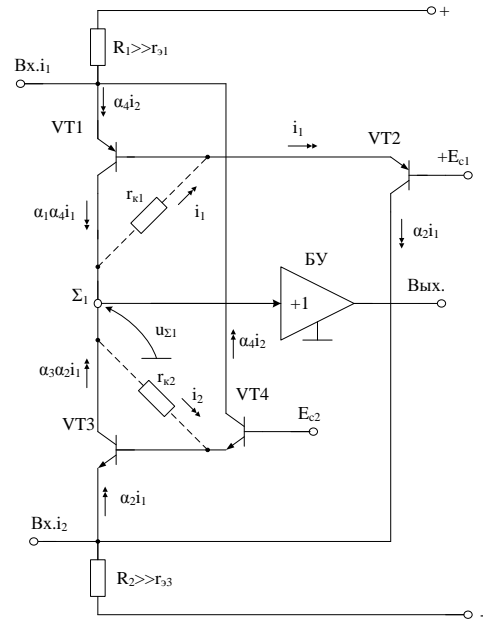


Рис. 8. Метод повышения выходного сопротивления R_k в высокоимпедансном узле Σ_1

Дрейф нуля МОУ. Точностные характеристики рассмотренных архитектур на основе МОУ (в частности напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$), несколько хуже, чем у обычного ОУ. Действительно, расширение диапазона активной работы входных каскадов А1, А2 сопровождается ухудшением коэффициента усиления по напряжению (K_u) этих каскадов [20,22]. В свою очередь уменьшение K_u увеличивает приведенный ко входу дрейф э.д.с. смещения нуля, обусловленный влиянием второго каскада МОУ. Для разрешения этого противоречия рекомендуется использовать предлагаемые в [22] методы минимизации $U_{\text{см}}$, связанные с введением слабой токовой асимметрии в структуру входных каскадов А1, А2.

В работе [3] рассмотрены инструментальные усилители (ИУ) на базе двух МОУ. При выполнении ряда параметрических условий в таких ИУ минимизируется дрейф нуля [3]. В практическом отношении это позволяет решить важную задачу построения прецизионных аналоговых интерфейсов для мостовых резистивных датчиков, функционирующих в широком температурном диапазоне, а также использовать многоуровневые АЦП с менее стабильным опорным напряжением [3].

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Мультидифференциальные ОУ с высокоимпедансным узлом характеризуют один из векторов развития классических операционных усилителей и имеют ряд неоспоримых преимуществ.

Схемотехника МОУ с высокоимпедансным узлом несколько сложнее, чем у классических ОУ, однако при разработке новой компонентной базы им следует отдавать предпочтение.

В сравнении с классическими операционными усилителями МОУ, при прочих равных условиях, имеют повышенные значения максимальной скорости нарастания выходного напряжения.

В МОУ необходимы специальные меры по повышению эквивалентного сопротивления в высокоимпедансном узле и минимизации напряжения смещения нуля $U_{см}$. Это связано с повышенным влиянием на $U_{см}$ входных токов буферного усилителя.

Полученные в статье основные уравнения МОУ позволяют выполнять сравнительно простые аналитические расчеты как известных, так и новых схем их включения.

ПОДДЕРЖКА

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014-2016 гг.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Dalibor Biolek, Raj Senani, Viera Biolkova. Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals // *Radioengineering*. 2008. Vol. 17. № 4. P. 15-32.
- [2] Säcker E., Guggenbühl W. A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier // *IEEE J. Solid-State Circuits*. 1987. Vol. SC-22. P. 287-294.
- [3] Крутччинский С.Г. и др. Прецизионные аналоговые интерфейсы на базе двух мультидифференциальных операционных усилителей // *Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона»*. 2013. № 3. <http://ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1802>.
- [4] Крутччинский С.Г. Принцип собственной компенсации в прецизионных RC-фильтрах. Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮГУЭС», 2012. 100 с.
- [5] Singh, B., Singh, A.K., & Senani, R. A new universal biquad filter using differential difference amplifiers and its practical realization // *Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2013. Vol. 75. P. 293-297.
- [6] Viera Biolkova, Zdenek Kolka, and Dalibor Biolek. Dual-Output All-Pass Filter Employing Fully-Differential Operational Amplifier and Current-Controlled Current Conveyor // *7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. 2011. P. II-340-II-344.
- [7] Shu-Chuan Huang. A Wide Dynamic Range CMOS Differential Difference Amplifier Design with Application to Continuous-time Filters. Ohio State University. 1990. 148 p.
- [8] Stornelli V., Pantoli L., Leuzzi G., Ferri G. Fully differential DDA-based fifth and seventh order Bessel low

- pass filters and buffers for DCR radio systems // *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2013. Vol. 75. № 2. P. 305-310.
- [9] Toker, A., & Özoğuz, S. Novel all-pass filter section using differential difference amplifier // *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. 2004. Vol. 58. № 2. P. 153-155.
- [10] Mahmoud S.A., Soliman A.M. The Differential Difference Operational Floating Amplifier: A new block for analog signal processing in MOS technology // *IEEE Trans. On CAS – II*. 1998. Vol. 45. № 1. P. 148-158.
- [11] Крутччинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // *Электроника и связь / под ред. Ю.И. Якименко*. 2004. Т. 9. № 21. С. 101-107.
- [12] Shu-Chuan Huang, Mohammed Ismail. Design of a CMOS Differential Difference Amplifier and its Applications in A/D and D/A Converters // *IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*. 1994. P. 478-483.
- [13] Theory and Monolithic CMOS Integration of a Differential Difference Amplifier : A dissertation submitted to the Swiss Federal Institute of Technology Zurich for the degree of Doctor of Technical Science / Eduard Säcker. Hartung-Gorre Verlag. 1989. 213 p.
- [14] Cilingiroglu U., Hoon S.K. An accurate self-bias threshold voltage extractor using differential difference feedback amplifier // *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. 2000. Vol. 5. P. V-209-V-212.
- [15] Shin-Il Lim, In-Sub Choi, Han-Ho Lee. Biochemical Sensor Interface Circuits with Differential Difference Amplifier // *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*. 2012. P. 176-179.
- [16] Jiangfeng Wu, Gary K. Fedder, and L. Richard Carley. A Low-Noise Low-Offset Capacitive Sensing Amplifier for a $50 - \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ Monolithic CMOS MEMS Accelerometer // *IEEE journal of solid-state circuits*. May 2004. Vol. 39. № 5. P. 722-730.
- [17] Kai-Wen Yao, Wei-Chih Lin, Cihun-Siyong Alex Gong, Yu-Ying Lin, and Muh-Tian Shiu. A Differential Difference Amplifier for Neural Recording System with Tunable Low-Frequency Cutoff // *IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits*. 2008. P. 355-358.
- [18] S.-C. Huang, M. Ismail, and S. R. Zarabadi. A wide range differential difference amplifier: A basic block for analog signal processing in MOS technology // *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and digital signal processing*. May 1993. Vol. 40. № 5. P. 289-301.
- [19] Kewei Yang, Andreas G. Andreou. A Multiple Input Differential Amplifier Based on Charge Sharing on a Floating-Gate MOSFET // *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 1994. Vol. 6. Issue 3. P. 197-208.
- [20] Анисимов В.И., Капитонов М.В., Прокопенко Н.Н., Соколов Ю.М. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов. Л.: 1979. 148 с.
- [21] Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов. Шахты: Изд-во ЮГУЭС, 2007. 326 с.
- [22] Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И. Архитектура и схемотехника операционных усилителей. Методы снижения напряжения смещения нуля в условиях температурных и радиационных воздействий. Изд-во: LAP Lambert Academic Publishing. 2013. 127 с.