

Основные свойства, параметры и базовые схемы включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом

Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Будяков П.С.

Дается краткий анализ основных параметров, возможных областей применения, а также преимуществ и недостатков мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) в сравнении с классическими операционными усилителями с обратной связью по напряжению или току. Приводится информация о серийных МОУ и инструментальных усилителях на их основе. Рассмотрены свойства основных схем включения МОУ с учётом влияния петлевого усиления. Рассмотрены методы повышения петлевого усиления МОУ на КМОП транзисторах. **Ключевые слова:** мультидифференциальный операционный усилитель, высокоимпедансный узел, инструментальный усилитель, интегратор, сумматор.

Properties, parameters and connection circuits of differential difference amplifiers with high impedance node

Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Budyakov P.S.

Brief analysis of the main parameters, possible applications as well as advantages and disadvantages of differential difference amplifiers (DDA) in comparison with classical operational amplifiers with voltage or current feedback are given. The information about serial DDAs and instrumentation amplifiers based on it are shown. The properties of the main connection circuits of DDA with the influence of the loop gain, Valuation of the DDA performance at large-signal is given. The methods of increasing the loop gain of DDA on CMOS are considered.

Keywords: differential difference amplifier, high impedance node, instrumentation amplifier, integrator, summator.

Введение

Массовый выпуск высококачественных интегральных операционных усилителей (ОУ) с классической архитектурой и их широкое применение в приборостроении определили достаточно важный этап развития аналоговой микросхемотехники (1960-2000 гг.).

Однако профильные специалисты не прекращали в последние годы поиск других архитектур активных усилительных элементов, которые могут «соревноваться» в определенных областях применения с классическим ОУ. Таких альтернативных «кирпичиков» современного фундамента аналоговой электроники создано более 50 [1]. Каждый из них имеет свою «нишу» применения и характеризуется разной степенью универсальности.

Примером таких заметных схемотехнических изобретений являются операционные усилители с токовой обратной связью [2, 3]. Однако при их строгом сравнении с классическими ОУ, они не имеют существенных преимуществ [4].

Более «экзотическим» вектором развития классических ОУ стал мультидифференциальный ОУ [5-22]. В числе первых серийно выпускаемых МОУ

следует назвать микросхемы AD830, AD8130, AD8129 (Analog Devices), LT6552, EL8170, ISL28617, ISL28270 (Intersil), MAX4208, MAX4209, MAX9923 (Maxim) и др. Параметры некоторых микросхем данного класса приведены в таблице 1.

Мультидифференциальные операционные усилители, несмотря на ряд уникальных свойств, достаточно редко применяются в российских микроэлектронных изделиях. Это связано с тем, что МОУ является относительно новым функциональным узлом аналоговой микросхемотехники [5] и имеет специфические, иногда трудно понимаемые, схемы включения.

Достаточно перспективно использование МОУ в инструментальных усилителях [7], например, для работы с датчиками мостового типа. Синтез современных устройств частотной селекции в ряде случаев существенно упрощается при наличии МОУ [15]. Большой практический интерес представляют звенья активных фильтров на нескольких МОУ [9, 16], так как такие схемы оказываются более высокочастотными при идентичном энергопотреблении [15].

МОУ используются в ЦАП и АЦП [10, 17], специальных интерфейсах [17, 18], в акселерометрах [19], управляемых усилителях [20], преобразователях «напряжение-ток» [21], схемах интегрирования и дифференцирования сигналов [22], переменных напряжениях, управляемых резисторах, модуляторах, дифференциальных интеграторах [13, 22].

Таким образом, МОУ имеет статус достаточно универсального активного элемента.

Основная цель настоящей статьи – рассмотреть схемотехнику и оценить предельные параметры схем включения одного из подклассов МОУ – схем с одним высокоимпедансным узлом.

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), например, с местной отрицательной обратной связью (рис. 1а), которая формируется резисторами $R1 = R2 = R_э$, или на полевых транзисторах (ПТ) (рис. 1б). В схеме МОУ на ПТ за счёт рационального выбора тока в общей истоковой цепи можно получить широкий диапазон активной работы [4].

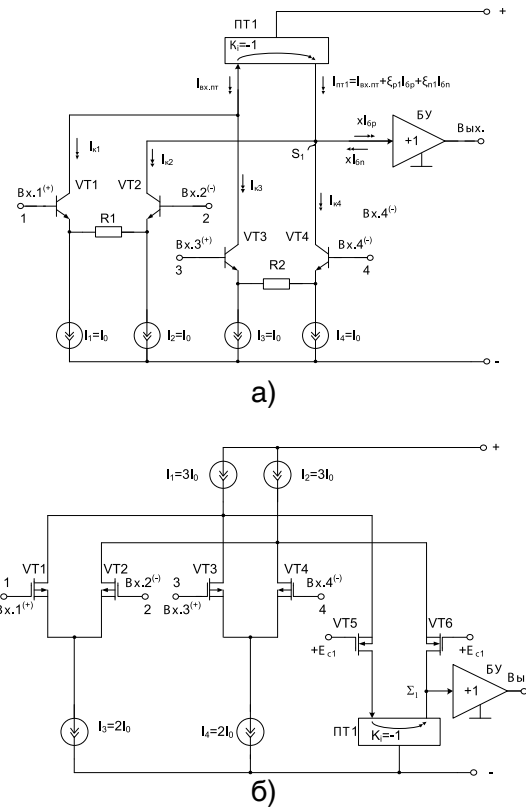


Рис. 1

Практические схемы МОУ с параллельным включением нескольких ДК на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах

Таблица 1

Параметры серийных мультидифференциальных операционных усилителей

Микросхема МОУ	AD830A	AD8130	MAX9922	LT1187	ISL28270
Питающее напряжение, В В скобках указано номинальное значение	8÷33 (10)	4,5÷25,2 (5)	2.85÷5.5 (3.3)	5÷18 (10)	2,4÷5,5 (5)
Диапазон выходных напряжений, В	1,2÷13,8 $R_H=1\text{кОм}$	1,1÷3,9 $R_H=150$	0,001÷3,293 $R_H=10\text{кОм}$	1÷9 $R_H=1\text{кОм}$	0,13÷4,88 $R_H=1\text{кОм}$
Ток потребления, мА	14,5	9,9	0,7	13	0,26
Напряжение смещения, мкВ	± 3000	1800	±10	2000	± 150
Максимальный выходной ток в режиме короткого замыкания, мА	±80	-60/+55	±20	±20	±29 $R_H=100\text{Ом}$
Коэффициент подавления синфазного сигнала, дБ	100; 60 ($f=4\text{ МГц}$)	96; 80 ($f=1\text{ МГц}$)	100	100	110
Коэффициент усиления разомкнутый, дБ	69	71	160	-	80
Полоса пропускания при замкнутой обратной связи на уровне -3 дБ, кГц	85 000	250 000	0,01	5 700	240 ($K_y=100$) 30 ($K_y=500$) 13 ($K_y=1000$)
Особенности	Биполярный входной каскад, rail-to-rail вход и выход	Биполярный входной каскад, rail-to-rail вход и выход	rail-to-rail вход и выход	Биполярный входной каскад, rail-to-rail вход и выход	Инструментальный усилитель на основе МОУ, rail-to-rail вход и выход

Основой топологии МОУ (рис. 2) являются два идентичных преобразователя «напряжение-ток» А1, А2 с дифференциальными входами 1-2, 3-4.

В данных схемах в высокоимпедансном узле Σ_1 обеспечивается суммирование выходных токовых координат нескольких дифференциальных каскадов (А1, А2, рис. 2).

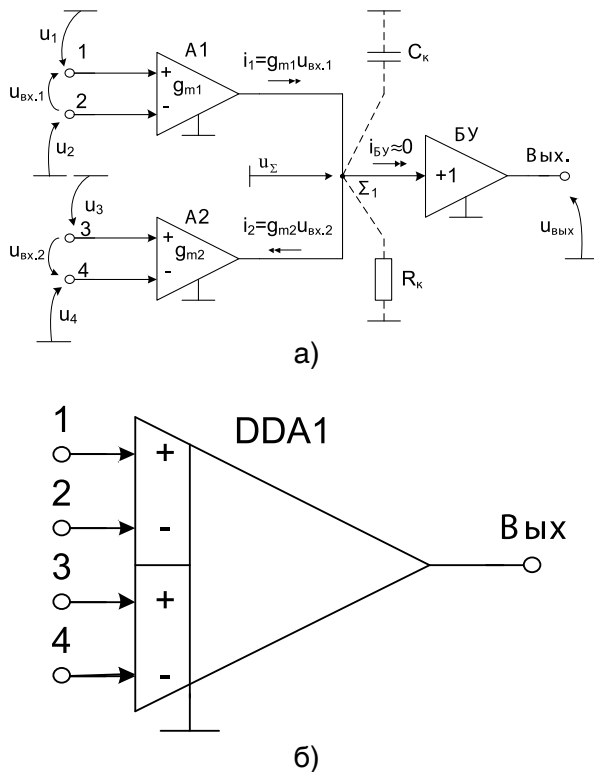


Рис. 2

Функциональная схема перспективного МОУ с высокоимпедансным узлом Σ_1 (а) и его условное обозначение (б)

Первый преобразователь А1 служит интерфейсом для входного сигнала, второй А2 – для сигнала обратной связи. При одинаковых параметрах крутизны передачи $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ переменные выходные токи i_1, i_2 преобразователей А1, А2 суммируются в высокоимпедансном узле Σ_1 , к которому подключён 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 в линейном режиме воспринимать большие дифференциальные напряжения (например, $u_{вх} < U_{гр} = 2 \div 3 V$).

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 А1 и А2, который характеризуется напряжением ограничения ($U_{гр}$), должен быть достаточно широким, например, $U_{вх} \leq U_{гр} = I_0 R_{Э} = 2 \div 3 V$.

Наличие ёмкости коррекции C_{κ} 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 А1, А2 под действием обратной связи компенсируют друг друга. То есть в высокоимпедансном узле Σ_1 происходит алгебраическое суммирование токов i_1, i_2 , причём 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.

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. 3.

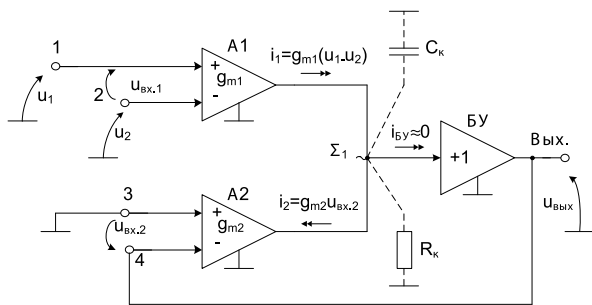


Рис. 3

Дифференциальный усилитель на основе МОУ

Напряжение на выходе схемы рис. 3:

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

где $T = K_{\text{БУ}} g_m R_k \gg 1$ – петлевое усиление, $K_{\text{БУ}}$ – коэффициент передачи по напряжению БУ, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ – проводимости передачи входных каскадов А1, А2; R_k – эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле $\Sigma 1$.

То есть выходное напряжение схемы рис. 3 равно разности двух входных напряжений u_1 и u_2 . Если $g_{m1} = g_{m2}$, то при $R_k K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$ $u_{\text{Вых}} = (u_1 - u_2) g_{m1} \cdot g_{m2}^{-1}$. Когда $g_{m1} = 2g_{m2}$ или $g_{m2} = 2g_{m1}$, получаем соответственно $u_{\text{Вых}} = 2(u_1 - u_2)$, или $u_{\text{Вых}} = 0,5(u_1 - u_2)$.

Инвертирующий усилитель с $K_y = -1$ без резисторов обратной связи. На базе МОУ, в соответствии с рис. 4, реализуется инвертирующий усилитель напряжения, в котором (в отличие от традиционных схем [21]) не требуются резисторы обратной связи.

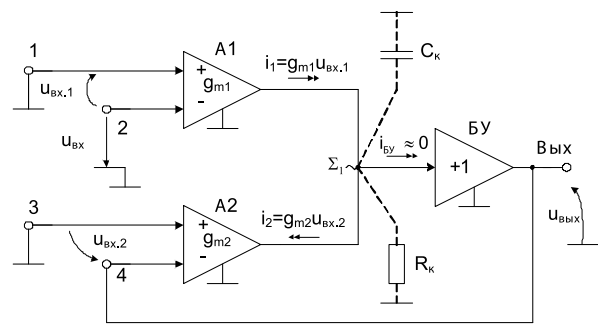


Рис. 4

Инвертирующий усилитель с $K_y = -1$

При $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ можно определить напряжение на выходе схемы рис. 4:

$$u_{\text{Вых}} = \frac{T}{1+T} u_{\text{Вх}} = K_y u_{\text{Вх}} \approx u_{\text{Вх}},$$

где $T = K_{\text{БУ}} R_k g_m \gg 1, \quad K_y = \frac{1}{1+T^{-1}} \approx 1$

– модуль коэффициента передачи.

Однако, как следует из рис. 4, фазы $u_{\text{Вх}}$ и $u_{\text{Вых}}$ противоположны, т.е. усилитель рис. 4 является инвертирующим.

В тех случаях, когда $g_{m1} \neq g_{m2}$, а $R_k K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$ находим, что $u_{\text{Вых}} = g_{m1} \cdot g_{m2}^{-1} \cdot u_{\text{Вх}}$. Выбирая, например, $g_{m1} = 2g_{m2}$ или $g_{m2} = 2g_{m1}$, можно без резисторов обратной связи получить другие коэффициенты передачи: $u_{\text{Вых}} = 2u_{\text{Вх}}$ или $u_{\text{Вых}} = 0,5u_{\text{Вх}}$. Входная проводимость узла 2: $y_{\text{Вх.2}} = y_{d21} + y_{c2}$, где y_{d21} – дифференциальная проводимость между узлами 2 и 1, y_{c2} – входная проводимость узла 2 при подаче синфазного сигнала [27].

Замечательная особенность схемы включения МОУ рис. 4 – возможность реализации инвертирующих и неинвертирующих усилителей с идентичными характеристиками. Такой режим осуществляется простым переключением источника сигнала либо ко входу 2, либо ко входу 1.

Сумматор-вычитатель трёх потенциальных сигналов на основе МОУ. На базе МОУ возможна реализация алгебраических сумматоров потенциальных сигналов. Пример такого устройства приведён на рис. 5.

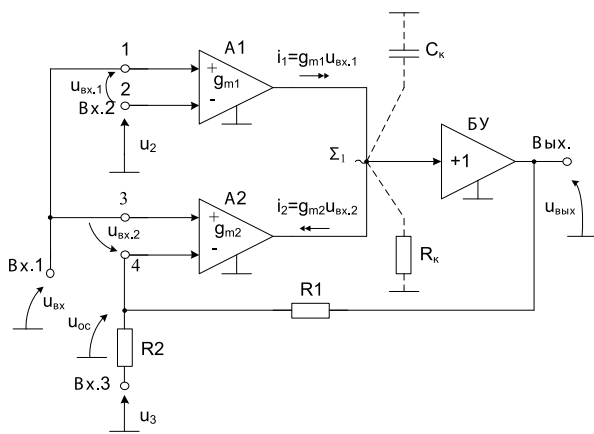


Рис. 5
Сумматор-вычитатель трёх потенциальных сигналов

В результате анализа схемы рис. 5 при достаточно большом петлевом усилении можно получить, что:

$$u_{\text{вых}} = 2u_{\text{вх}} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) - \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) u_2 - \frac{R_1}{R_2} u_3.$$

При этом сумматор имеет большое входное сопротивление по входам Вх.1, Вх.2 и сравнительно небольшое сопротивление по входу Вх.3, которое определяется резистором R2. За счёт увеличения числа параллельно включённых входных каскадом МОУ (A1, A2, A3, A4) можно существенно увеличить число суммируемых напряжений.

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

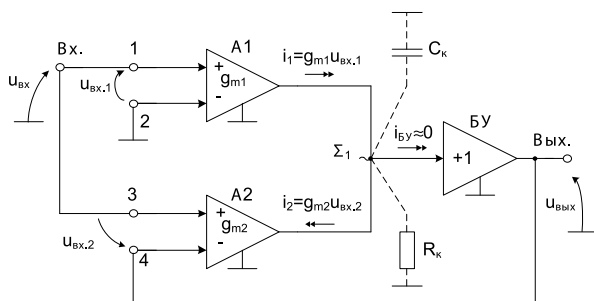


Рис. 6
Неинвертирующий усилитель

Выходное напряжение схемы рис. 6 при $g_{m1} = g_{m2}$ определяется уравнением:

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{2T}{1+T} u_{\text{ВХ}} = \frac{2u_{\text{ВХ}}}{1+T^{-1}} = K_y u_{\text{ВХ}} \approx 2u_{\text{ВХ}},$$

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

Если $g_{m1} \neq g_{m2}$, то при $R_k K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$ коэффициент передачи по напряжению схемы рис. 6 определяется формулой $u_{\text{ВЫХ}} = (1 + g_{m1} \cdot g_{m2}^{-1}) \cdot u_{\text{ВХ}}$.

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

Неинвертирующий усилитель с заданным смещением статического уровня выходного сигнала. Особенность схемы рис. 7 состоит в том, что она обеспечивает смещение выходного статического напряжения на величину, которая определяется потенциалом на инвертирующем входе каскада A1 (U_0).

При $R_k K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$ для схемы рис. 7 можно получить, что выходное напряжение определяется следующим соотношением:

$$u_{\text{ВЫХ}} = \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) u_{\text{ВХ}} - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} U_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

При 100% обратной связи ($R_1 = 0$) получаем:

$$u_{\text{ВЫХ}} \Big|_{R_k K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty} = u_{\text{ВХ}} (1 + g_{m1} \cdot g_{m2}^{-1}) - g_{m1} \cdot g_{m2}^{-1} \cdot U_0.$$

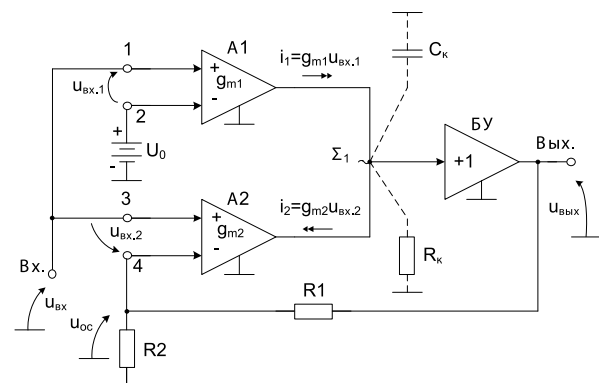


Рис. 7
Схема включения МОУ при $g_{m1} \neq g_{m2}$, $R_1 \neq 0$

Если $g_{m1} = g_{m2}$, то $u_{\text{Вых}} = 2u_{\text{Вх}} - U_0$.
 При неодинаковых значениях g_{m1} и g_{m2} , например $g_{m1} = 2g_{m2}$, $u_{\text{Вых}} = 3u_{\text{Вх}} - 2U_0$.
 Если $g_{m2} = 2g_{m1}$, то $u_{\text{Вых}} = 1,5u_{\text{Вх}} - 0,5U_0$.
 Таким образом, схема рис. 8 обеспечивает достаточно широкий набор коэффициентов передачи.

Неинвертирующий сумматор двух сигналов. Свойства МОУ позволяют создавать высококачественные сумматоры двух сигналов u_1 и u_2 (рис. 8) без резисторов обратной связи.

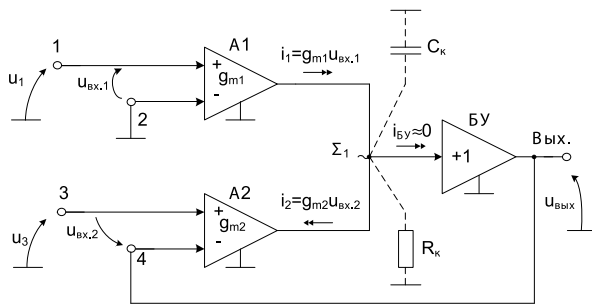


Рис. 8

Неинвертирующий сумматор двух сигналов

Выходное напряжение схемы рис. 8 при $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ определяется выражением:

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

где $T = K_{\text{Бу}} R_{\text{к}} g_m \gg 1$, $K_{\text{Бу}} \approx 1$.

В общем случае при $g_{m1} \neq g_{m2}$ и $T \gg 1$ выходное напряжение $u_{\text{Вых}} = g_{m1} \cdot g_{m2}^{-1} \cdot (u_1 + u_3)$.

Это позволяет реализовать на основе схемы рис. 8 усилители без внешних резисторов обратной связи с другими коэффициентами передачи:

$$u_{\text{Вых}} \Big|_{g_{m1} = 2g_{m2}} = 2u_1 + u_3,$$

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

Входные проводимости $y_{\text{Вх.1}}$, $y_{\text{Вх.3}}$ для входов 1 и 3 могут быть неодинаковыми:

$y_{\text{Вх.1}} = y_{d12} + y_{c1}$, $y_{\text{Вх.3}} = y_{c2} + y_{d34} (1 + T)^{-1}$,
 где y_{d12} , y_{d34} – дифференциальные проводимости между узлами 1, 2 и 3, 4, y_{c1} , y_{c2} – проводимости для синфазных сигналов [27].

Схема выделения синфазного сигнала. Преобразователь на рис. 9 представляет собой неинвертирующий сумматор, который может также использоваться как схема выделения синфазного сигнала из двух напряжений u_1 и u_2 .

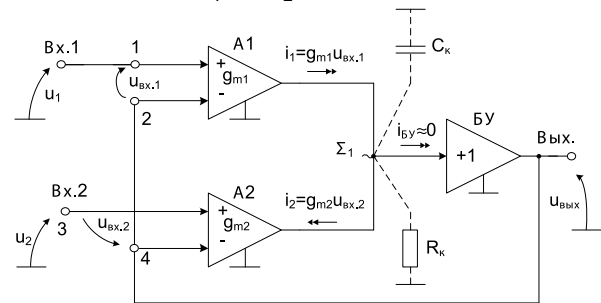


Рис. 9

Схема выделения из u_1 и u_2 синфазного сигнала $u = (u_1 + u_2)/2$

Анализ схемы рис. 9 показывает, что её выходное напряжение связано с входными при больших величинах $R_{\text{к}} K_{\text{Бу}} \rightarrow \infty$ следующей формулой:

$$u_{\text{Вых}} \Big|_{R_{\text{к}} K_{\text{Бу}} \rightarrow \infty} = \frac{g_{m1} u_1 + g_{m2} u_2}{g_{m1} + g_{m2}},$$

Если $g_{m1} = g_{m2}$, то

$$u_{\text{Вых}} \Big|_{\substack{R_{\text{к}} K_{\text{Бу}} \rightarrow \infty \\ g_{m1} = g_{m2}}} = \frac{1}{2} (u_1 + u_2) = u_c.$$

В том случае, когда $g_{m1} = 2g_{m2}$,

$$u_{\text{Вых}} = \frac{2}{3} u_1 + \frac{1}{3} u_2.$$

Если $g_{m2} = 2g_{m1}$, то

$$u_{\text{Вых}} = \frac{1}{3} u_1 + \frac{2}{3} u_2.$$

Таким образом, в зависимости от выбора численных значений проводи-

мостей g_m входных каскадов A1, A2, рассмотренное устройство на базе МОУ обеспечивает достаточно широкий спектр коэффициентов передачи.

Мультидифференциальный ОУ в цепях согласования шин питания. Одна из проблем разработки аналого-цифровых устройств D/a или A/d классов состоит в согласовании цифровых и аналоговых шин питания. Для этой цели может применяться МОУ [23] рис. 11, который осуществляет «привязку» токовых выходов микросхемы AD9117 к аналоговой шине питания G2.

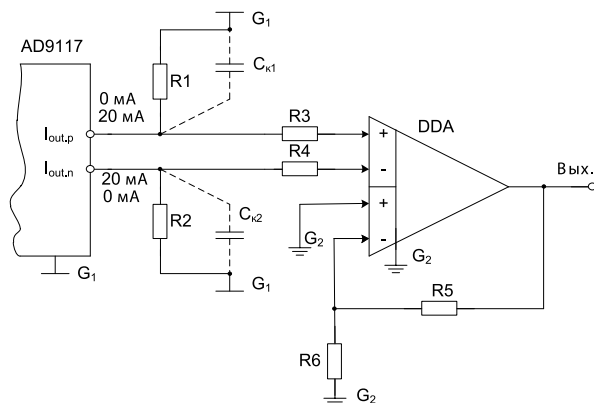


Рис. 10

Согласование цифровой и аналоговой общих шин G_1 и G_2 с помощью МОУ

Напряжение на выходе такого МОУ определяется формулой:

$$u_{\text{Вых}}^{G2} = (u_{R1}^{G1} - u_{R2}^{G1}) \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right).$$

Инструментальные усилители на основе МОУ. Наиболее популярно применение МОУ в различных типах инструментальных усилителях [23, 24]. Пример построения таких схем показан на рис. 11. Здесь МОУ (DDA) обеспечивает усиление дифференциального сигнала с выхода ИУ на основе классических операционных усилителей DA1, DA2. Расчёт схемы можно выполнить с учётом формул, описывающих рисунок 3.

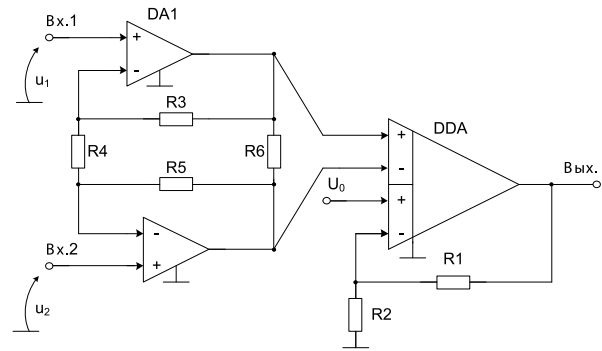


Рис. 11

Функциональная схема инструментального усилителя [22]

Преобразователь «дифференциальное напряжение – ток». На основе МОУ реализуются управляемые дифференциальным входным сигналом (u_1-u_2) источники тока в заземленной нагрузке R_H (рис. 12).

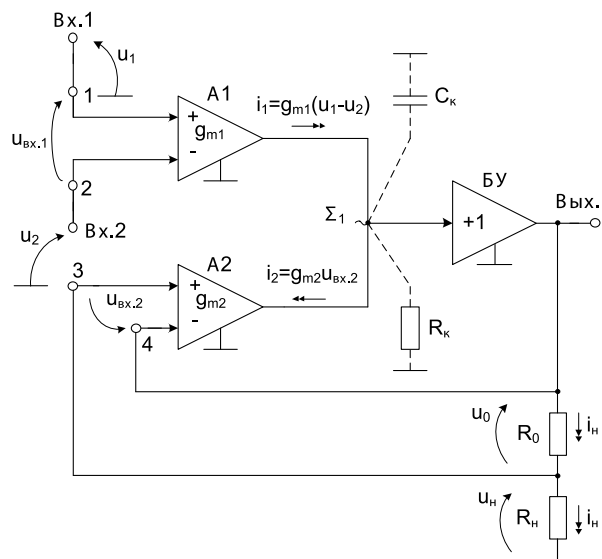


Рис. 12

Преобразователь «дифференциальное напряжение – ток»

При этом цепь нагрузки R_H , в отличие от классических схем на традиционных ОУ, имеет общий вывод с шиной питания.

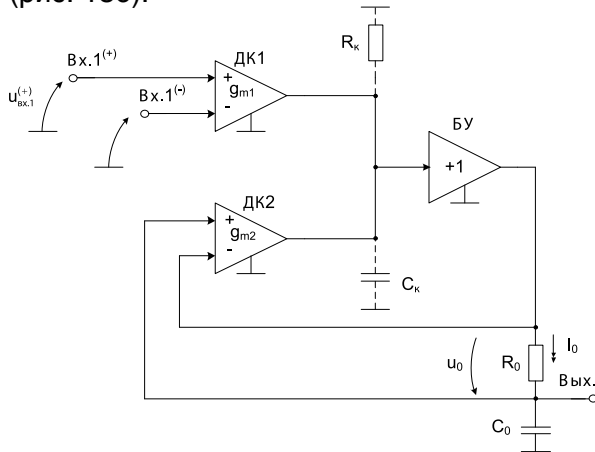
Для выходного напряжения схемы рис. 12 можно получить следующее уравнение:

$$u_{\text{Вых}} = \frac{R_k g_{m1} K_{\text{Бу}} (u_1 - u_2)}{1 + g_{m2} R_k K_{\text{Бу}} + R_0 R_H^{-1} R_k K_{\text{Бу}} g_{m2}}.$$

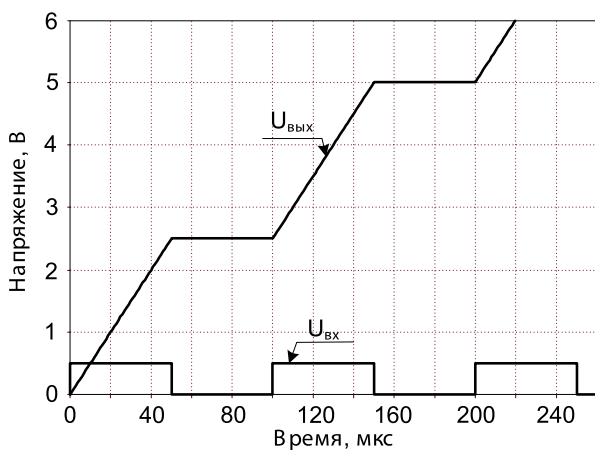
Если выбрать $R_k K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$, то выходной ток $i_H = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H} = \frac{u_1 - u_2}{R_0}$.

Интегратор дифференциального сигнала на основе МОУ с заземлённым интегрирующим конденсатором C_0 . В основу построения интегратора дифференциального сигнала рис. 13 положена схема источника тока рис. 12. Выходной ток МОУ, заряжающий конденсатор C_0 , зависит от разности входных напряжений $i_H = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H} = \frac{u_1 - u_2}{R_0}$.

Поэтому выходное напряжение МОУ является интегралом от разности $u_1 - u_2$ (рис. 13б).



а)



б)

Рис. 13

Интегратор дифференциального сигнала на основе МОУ с заземлённым интегрирующим конденсатором C_0 (а) и взаимосвязь его выходного и входного напряжений (б)

Выходное напряжение интегратора снимается с конденсатора C_0 и при импульсных входных сигналах имеет вид, показанный на рис. 13б.

Инструментальный усилитель с дифференциальным выходом для мостовых резистивных датчиков с дистанционным включением нагрузки. Мультидифференциальные операционные усилители достаточно перспективны при построении различных инструментальных усилителей. На рис. 14 приведена схема ИУ с дифференциальным выходом и дистанционным (по кабелю) подключением нагрузки R_H .

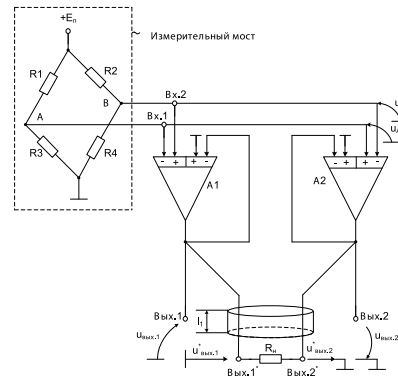


Рис. 14

Инструментальный усилитель с дифференциальным выходом для мостовых резистивных датчиков с дистанционным подключением нагрузки

Основные уравнения схемы:

$$u_{\text{ВЫХ.1}} = u_B - u_{A'}, \quad u_{\text{ВЫХ.2}} = u_A - u_{B'}$$

$$u_{\text{ВЫХ.1}} - u_{\text{ВЫХ.2}} = 2(u_B - u_A).$$

Таким образом, возможно получение напряжения на нагрузке R_H , которая связана с измерительным мостом через дифференциальную линию связи I_1 .

Инструментальные усилители с цифровым управлением коэффициентом передачи. Для управления коэффициентом усиления дифференциального сигнала $u_1 - u_2$ МОУ необходимо обеспечить цифровое управление коэффициентом передачи цепи отрицательной обратной связи.

Схема инструментального усилителя на базе МОУ, управляемого кодом α_1 , показана на рис. 15 [25, 26].

Для данной схемы выходное напряжение определяется уравнением

$$u_{\text{Вых}} = (u_1 - u_2) \left(1 + R_1 \cdot R_2^{-1} \right).$$

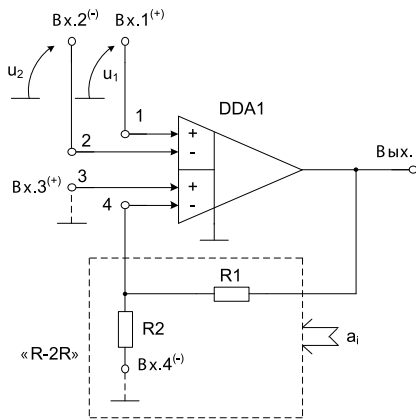


Рис. 15

Инструментальный усилитель с управляемым коэффициентом передачи

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 каскадное включение транзисторов, а также применять полевые КМОП транзисторы.

Преобразование токов i_1, i_2 в напряжение $u_{\text{Вых}}$ в схеме рис. 16 ведётся на достаточно большом эквивалентном сопротивлении $R_k \rightarrow \infty$. Это позволяет получить большой коэффициент преобразования напряжений $u_{\text{Вх.1}}, u_{\text{Вх.2}}$ (рис. 2) в напряжение $u_{\text{Вых}}$, который влияет на петлевое усиление $T \gg 1$.

Основные направления развития схемотехники МОУ

Повышение быстродействия МОУ. Схемы МОУ, с рассматриваемой архитектурой, потенциально имеют более высокое быстродействие, чем классические ОУ. С учётом [27] можно показать, что скорость нарастания выходного напряжения ($g_{\text{Вых}}$) схем с МОУ:

$$g_{\text{Вых}} = 2\pi f_1 U_{\text{гр}},$$

где f_1 – частота единичного усиления по петле обратной связи скорректированного МОУ; $U_{\text{гр}}$ – диапазон активной работы входных преобразователей «напряжение-ток» А1, А2 [27]. Например, для схемы рис. 1а $U_{\text{гр}} = I_0 R_{\text{Э}} = 2 \div 3 \text{ В}$.

Таким образом, сформулированные ранее требования к входным каскадам А1, А2, рассматриваемого подкласса МОУ, способствуют (в сравнении с классическими ОУ [27] при идентичных f_1) повышению $g_{\text{Вых}}$ в N_g – раз, где $N_g = 10 \div 30$.

Петлевое усиление МОУ в схемах с отрицательной обратной связью.

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,

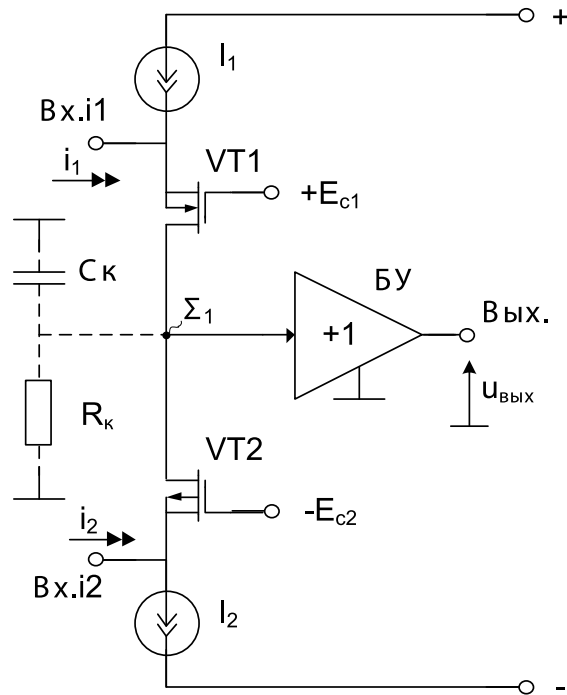


Рис. 16

Применение КМОП транзисторов в МОУ для повышения петлевого усиления

Дрейф нуля МОУ. Точностные характеристики рассмотренных устройств на основе МОУ (в частности напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$) несколько хуже, чем у обычного ОУ. Так, нулевой уровень в решающем усилителе с $K_y = 2$ без резисторов обратной

связи (рис. 6) определяется следующими соотношениями:

$$U_{см} = (E_{c1} + E_{c2})/2,$$

где E_{c1} , E_{c2} – напряжения смещения нуля дифференциальных каскадов А1, А2.

Таким образом, приведённая ко входу усилителя рис. 1 э.д.с. смещения нуля (когда $U_{ввых} = 0$), определяется суммой напряжений смещения нуля дифференциальных каскадов А1 и А2.

Расширение диапазона активной работы входных каскадов А1, А2 сопровождается также ухудшением коэффициента усиления по напряжению (K_u) этих каскадов [27, 28]. В свою очередь уменьшение K_u увеличивает приведённый ко входу дрейф э.д.с. смещения нуля, обусловленный влиянием второго каскада МОУ. Для разрешения этого противоречия рекомендуется использовать предлагаемые в [28] методы минимизации $U_{см}$, связанные с введением слабой токовой асимметрии в структуру входных каскадов А1, А2.

В работе [7] рассмотрены инструментальные усилители (ИУ) на базе двух МОУ. При выполнении ряда параметрических условий в таких ИУ минимизируется дрейф нуля [7]. В практическом отношении это позволяет решить важную задачу построения прецизионных аналоговых интерфейсов для мостовых резистивных датчиков, функционирующих в широком температурном диапазоне, а также использовать многозарядные АЦП с менее стабильным опорным напряжением [7].

Выводы

Выполненный выше анализ, а также данные различных литературных источников показывают, что мультидифференциальный операционный усилитель с высокоимпедансным узлом характеризуется следующими основными свойствами и параметрами:

1. Обладает высокой степенью универсальности, вытекающей из свойств его структуры. МОУ обеспечивает реализацию многих функций, нереализуемых обычными ОУ, либо реализуемых с большими энергетическими, технологическими или энергетическими затратами.

2. Имеет, как минимум, два идентичных входных дифференциальных каскада (ДК) – один для входных сигналов (ДК1), другой – для сигналов обратной

связи (ДК2). Каждый из входных ДК МОУ является интерфейсом для входной дифференциальной цепи и дифференциальной цепи обратной связи (ООС). Это так называемая активная обратная связь.

Данная архитектура устраняет прямое взаимодействие между сигналом ООС и входной цепью, которое традиционно вызывает проблемы с деградацией некоторых параметров в схемах на обычных ОУ (входное сопротивление $R_{вх}$, коэффициент ослабления входных синфазных сигналов $K_{oc,сф}$ и т.п.).

3. Проводимости передачи входных ДК имеют небольшую величину. Это крайне важное ограничение. Оно означает, что входы МОУ способны воспринимать большие дифференциальные напряжения (например, 2÷3 В) и, в отличие от классических ОУ, линейны в широком диапазоне дифференциальных сигналов. Данное обстоятельство является обязательным условием минимизации нелинейных искажений сигналов, подаваемых на дифференциальные входы ДК1 и ДК2 в устройствах на основе МОУ. Таким образом, принципиальное отличие МОУ от классического ОУ состоит в том, что диапазон линейной работы их входных каскадов (ДК1, ДК2), который характеризуется напряжением ограничения ($U_{гр}$), должен быть достаточно широким, например, $U_{вх} \leq U_{гр} = 2÷3 В$. В то же время у классического ОУ на биполярных транзисторах $U_{гр} = 50÷100 мВ$.

4. Максимальные синфазные напряжения на входах универсального МОУ также должны быть большими. Таким образом, все четыре входных вывода МОУ с двумя ДК могут находиться при существенно разных потенциалах. Поэтому понятие «виртуального потенциального нуля», которое используется для обычных ОУ, для МОУ неприменимо.

Когда к дифференциальным входам ДК1, ДК2 приложены одинаковые по величине, но противоположные по знаку дифференциальные напряжения, выходные токи ДК1 и ДК2 под действием обратной связи компенсируют друг друга в узле суммирования. То есть в высокоимпедансном узле Σ_1 происходит алгебраическое суммирование выходных токов входных ДК1, ДК2, причём сумма этих токов в установившемся режиме равна нулю. В этом смысле узел Σ_1 можно рассматривать как «виртуальный токовый ноль».

5. Потенциально МОУ имеет значительно лучшие параметры по быстродействию (максимальной скорости нарастания выходного напряжения $\vartheta_{\text{вых}}$) по сравнению с классическим ОУ. Это объясняется тем, что в нём минимизированы нелинейные режимы работы входных каскадов, ухудшающие $\vartheta_{\text{вых}}$. Данное качество МОУ связано с обязательным построением ДК1 и ДК2 на основе дифференциальных усилителей с местной отрицательной обратной связью, которая реализуется за счёт введения сравнительно высокоомных резисторов R_3 в эмиттерные цепи транзисторов каждого дифференциального каскада МОУ (ДК1, ДК2).

6. Динамические характеристики для некоторых схем включения МОУ (например, инвертирующий и неинвертирующий инструментальные усилители) одинаковы (например, $R_{\text{вх}}$, $K_{\text{ос.сф}}$ и др.). Это выгодно отличает МОУ от классических усилителей с ООС по напряжению и ООС по току. В МОУ без резисторов обратной связи обеспечиваются симметричные характеристики как с коэффициентом передачи $K_y = -1$, так и с коэффициентом передачи $K = 1$. Это позволяет переключать дифференциальные входы «сигнального» ДК с целью изменения полярности (фазы) усиления.

7. МОУ имеет во многих схемах включения, в том числе без резисторов обратной связи, низкую чувствительность параметров усиления к сопротивлению источника сигнала, так как его высокое $R_{\text{вх}}$ определяется входным сопротивлением «сигнального» ДК1 с глубокой местной отрицательной обратной связью, которая вводится резистором R_3 .

8. В связи с особенностями архитектуры МОУ имеет ряд уникальных свойств. Основным является то, что возможно множество схем включения без резисторов обратной связи. Внешние резисторы для многих включений МОУ – не требуются.

9. Традиционное построение входных каскадов МОУ – на основе дифференциальных усилителей с местной резистивной отрицательной обратной связью (R_3), подчёркивает влияние второго каскада МОУ на напряжение смещения нуля ($U_{\text{см}}$). Это связано с тем, что увеличение R_3 до единиц (иногда до десятков) приводит к уменьшению проводимости передачи ДК1 и ДК2 и увеличивает

вклад в $U_{\text{см}}$ второго каскада.

10. Одна из проблем построения широкополосных МОУ с двухкаскадной архитектурой – повышение эквивалентного сопротивления в высокоимпедансном узле Σ_1 до единиц-десятков мегаом. Это позволяет при малых проводимостях передачи входных ДК получить большие значения петлевого усиления, определяющего погрешности многих схем включения МОУ.

11. Наличие ёмкости коррекции C_k в МОУ приводит к появлению на АЧХ полюса и она становится похожей на АЧХ обычного ОУ. Амплитудно-частотная характеристика МОУ с одним высокоимпедансным узлом и методы её коррекции такие же, как в классическом ОУ.

12. Схемотехника МОУ по элементным затратам, а также промежуточным и выходным каскадам, практически не отличается от схемотехники классических ОУ [4, 2].

13. Наличие у МОУ как минимум двух входных дифференциальных каскадов (ДК1, ДК2) позволяет во многих задачах преобразования сигналов уменьшить общий ток потребления микросхемы, который в основном связан с выходным и промежуточным каскадами.

14. Специфика работы входных дифференциальных каскадов МОУ (широкий диапазон допустимых входных дифференциальных напряжений) позволяет в ряде случаев избежать включения на их входах защитных нелинейных ограничителей напряжений (например, встречно-параллельно включённых р-п переходов). В конечном итоге это уменьшает эквивалентную входную ёмкость МОУ, расширяет его диапазон рабочих частот в основных схемах включения.

15. Одно из перспективных направлений практического использования МОУ – инструментальные усилители.

Практическую значимость вышеуказанных свойств МОУ трудно переоценить. Это позволяет сделать важный вывод – при планировании номенклатуры перспективной элементной базы для аналого-цифровых интерфейсов и датчиковых систем необходимо предусмотреть выпуск (в рамках программ импортозамещения) российских МОУ со схемотехникой нового поколения.

Полученные в статье основные уравнения МОУ позволяют выполнять сравнительно простые аналитические

расчёты как известных, так и новых схем их включения.

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

Литература

1. Dalibor Bielek, Raj Senani, Viera Biolkova Active Elements for Analog Signal Processing; Classification, Review, and New Proposals // *Radioengineering*. – 2008. – Vol. 17. – No. 4. – P.15-32.
2. Prokopenko N.N., Budyakov A.S., Saychenko 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, ECCSC '08 sponsors: Romanian Ministry of Education. Bucharest. – 2008. – С. 205-210.
3. Савченко Е. М. Методы обеспечения высокой динамической точности обработки сигнала в операционных усилителях с токовой обратной связью // *Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы*. – 2009. – № 2. – С. 83-92.
4. Прокопенко Н. Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей: монография / Н. Н. Прокопенко, А. С. Будяков. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.
5. Säckinger E., Guggenbühl W. A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier // *IEEE J. Solid-State Circuits*. – 1987. – Vol. SC-22. – P. 287-294.
6. 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.
7. Крутчинский С. Г. Прецизионные аналоговые интерфейсы на базе двух мультидифференциальных операционных усилителей [Электронный ресурс] / С. Г. Крутчинский, А. Е. Титов, А. И. Серебряков [и др.] // *Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона»*. 2013. №3. URL: <http://ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1802> (дата обращения: 11.08.2014).
8. 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.
9. Viera Biolkova, Zdenek Kolka, and Dalibor Bielek 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.
10. 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.
11. 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. – No 2. – P. 305-310.
12. Toker, A., & Ozoğuz, S. Novel all-pass filter section using differential difference amplifier // *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. – 2004. – Vol. 58. – No. 2. – P. 153-155.
13. 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. – No. 1. – P. 148-158.

14. Крутчинский С. Г. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // *Электроника и связь* / С. Г. Крутчинский, Е. И. Старченко; под ред. Ю.И. Якименко. – 2004. – Т. 9. – № 21. – С. 101-107.
15. Крутчинский С. Г. Принцип собственной компенсации в прецизионных RC-фильтрах. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2012. – 100 с.
16. 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.
17. 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 Säckinger/Hartung-Gorre Verlag, 1989.–213 p.
18. 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.
19. Jiangfeng Wu, Gary K. Fedder, and L. Richard Carley A Low-Noise Low-Offset Capacitive Sensing Amplifier for a Monolithic CMOS MEMS Accelerometer // *IEEE journal of solid-state circuits*. – Vol. 39. – No. 5. – May 2004. – P. 722-730.
20. Kai-Wen Yao, Wei-Chih Lin, Cihun-Siyong Alex Gong, Yu-Ying Lin, and Muh-Tian Shiue 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.
21. 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*. – Vol. 40. – No. 5. – May 1993. – P. 289-301.
22. 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. – Volume 6. – Issue 3. – P. 197-208.
23. High CMRR Circuit for Converting Wideband Complementary DAC Outputs to Single-Ended Without Precision Resistors. Circuit Note CN-0142 [Электронный ресурс]. URL: http://www.analog.com/static/imported-files/circuit_notes/cn0142.pdf (дата обращения: 11.08.2014).
24. Brian Harrington FET-Input Instrumentation Amp Maintains 90-dB CMRR To 1 MHz // *Electronic Design*. – July 21, 2005 [Электронный ресурс]. URL: <http://m.electronicdesign.com/analog/fet-input-instrumentation-amp-maintains-90-db-cmrr-1-mhz> (дата обращения: 11.08.2014).
25. Крутчинский С. Г. Мультидифференциальный операционный усилитель в режиме инструментального усилителя / С. Г. Крутчинский, А. Е. Титов // *Научно-технические ведомости СПбГПУ*. – №3. – 2010. – С. 200-203.
26. G.Nicollini, C. Guardiani A 3.3-V 800-nVrms Noise, Gain-Programmable CMOS Microphone Preamplifier Design Using Yiel Modeling Technique // *IEEE Journal of Solid-state Circuits*. – Vol. 28. – No. 8. – August 1993. – P. 915-921.
27. Анисимов В. И. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В. И. Анисимов, М. В. Капитонов, Н. Н. Прокопенко, Ю. М. Соколов. – Л., 1979. – 148 с.
28. Прокопенко Н. Н. Архитектура и схемотехника операционных усилителей. Методы снижения напряжения смещения нуля в условиях температурных и радиационных воздействий / Н. Н. Прокопенко, А. И. Серебряков. – LAP Lambert Academic Publishing. – 2013. – 127 с.