

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт проблем проектирования в микроэлектронике
Российской академии наук (ИППМ РАН)

Библиотека схемотехнических решений

Компьютерное моделирование базовых схем включения
мультидифференциального операционного усилителя

Прокопенко Н.Н., prokopenko@sssu.ru, Бутырлагин Н.В., nbutyrlagin@mail.ru

Научно-исследовательская лаборатория проблем проектирования в
экстремальной микроэлектронике ИППМ РАН и Донского государственного
технического университета (г. Ростов-на-Дону)

1. Области применения мультидифференциального операционного
усилителя (МОУ)

МОУ предназначен для работы в аналоговых и аналого-цифровых устройствах систем связи, автоматики и приборостроения. Его применение позволяет по-другому (в отличие от классических ОУ) решать проблемы преобразования сигналов [1-4].

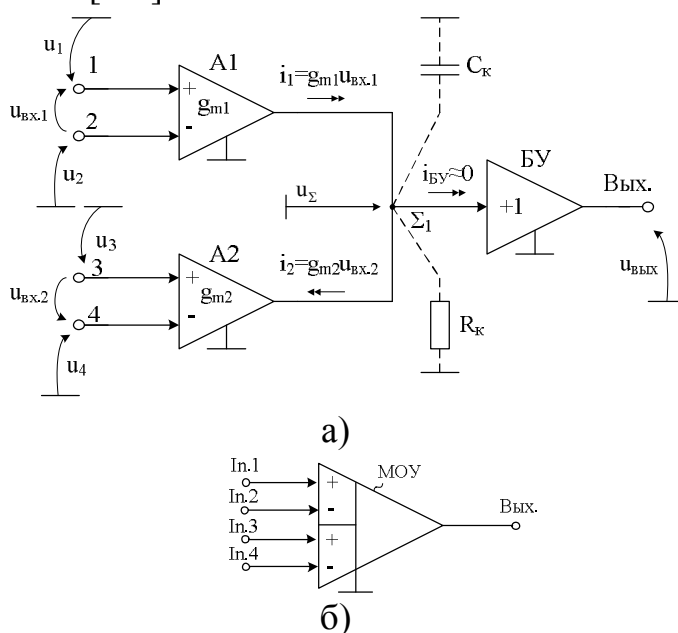


Рис. 1. Функциональная схема (а) МОУ с высокоимпедансным узлом Σ_1 и её условное обозначение (б)

Практическая реализация схемы рис. 1а может быть осуществлена в рамках различных технологий: tsmc (BiCMOS), SiGe (ИПР, Германия), NHGRACE SoI (кремний на изоляторе), H10-CMOS090_LP (АО «Микрон», г. Зеленоград), ЗКБТ (BiJFet-биполярно-полевой техпроцесс, АО «Интеграл», г. Минск), комплементарный биполярный техпроцесс (АО «НПП Пульсар», г. Москва) и др.

2. Текстовое описание функциональной схемы МОУ

Функциональная схема МОУ рис. 1а включает:

- преобразователи «напряжение-ток» (А1, А2) на основе классических дифференциальных каскадов [ДК] [1],
- эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле Σ_1 (R_k),
- эквивалентная ёмкость в высокоимпедансном узле Σ_1 (C_k),
- буферный усилитель (БУ).

К числу наиболее перспективных МОУ относятся схемы с так называемым высокоимпедансным узлом Σ_1 (рис. 1а), в котором обеспечивается суммирование выходных токовых координат нескольких дифференциальных каскадов А1, А2 [1].

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

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 подключен вход буферного усилителя напряжения (БУ) с высоким входным сопротивлением ($R_{ex.BV} \rightarrow \infty$). Для типовых технологических процессов разброс отношения g_{m1}/g_{m2} в МОУ с классической архитектурой входных каскадов (рис. 1а) 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, $u_{ex} < U_{zp} = 2 \div 3B$).

Таким образом, принципиальное отличие МОУ от классического ОУ [2] состоит в том, что диапазон линейной работы их входных каскадов А1 и А2, который характеризуется напряжением ограничения ($U_{гр}$) [2], должен быть достаточно широким, например, $U_{ex} \leq U_{zp} = 2 \div 3B$.

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 , причем сумма этих токов в установившемся режиме равна нулю. В этом смысле узел Σ_1 можно рассматривать как «виртуальный токовый ноль» [1].

3. Усилитель разности двух сигналов

Для усиления разности двух напряжений u_1, u_2 , формирующихся, например, в диагонали классического измерительного моста, может использоваться схема рис. 2.

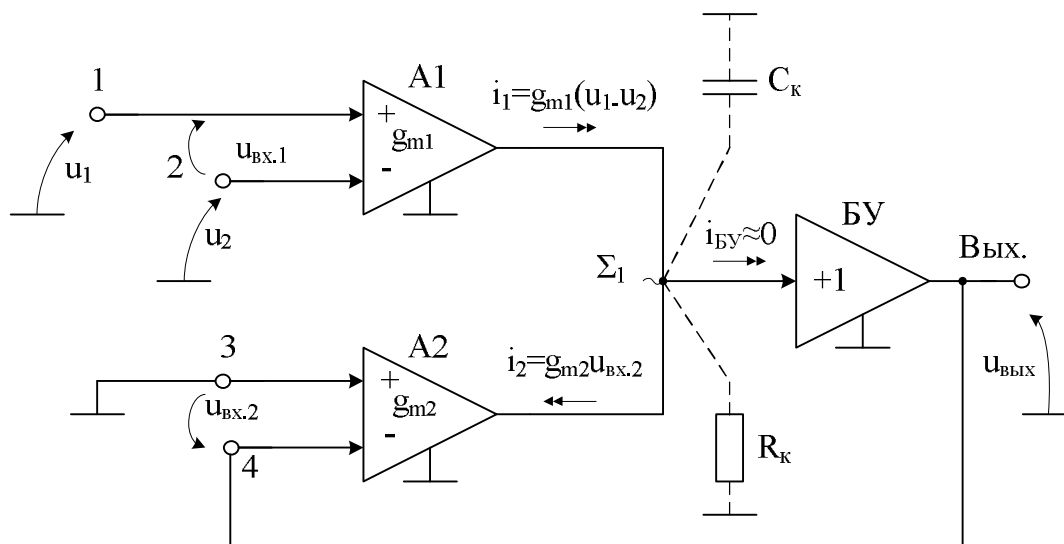


Рис. 2. Усилитель разности двух сигналов u_1 и u_2

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

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

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

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

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

То есть, выходное напряжение схемы рис. 3 равно разности двух входных напряжений u_1 и u_2 .

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

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

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

Обратная связь в схеме рис. 3 не влияет на входные сопротивления для узлов 1 ($y_{ex.1}$) и 2 ($y_{ex.2}$). В частном случае при реализации входных преобразователей A1, A2 на основе классических дифференциальных каскадов [2]

$$Y_{ex.1} \Big|_{u_2=0} = Y_{d_{12}} + Y_{c1},$$

$$Y_{ex.2} \Big|_{u_1=0} = Y_{d_{21}} + Y_{c2},$$

где $Y_{d_{12}}, Y_{d_{21}}$ - дифференциальные входные проводимости между входами А1; $Y_{c1} (Y_{c2})$ - входная синфазная проводимость между узлом 1 (2) и общей шиной [2].

Введение резисторов обратной связи R_1, R_2 (рис. 3) позволяет расширить функциональные возможности базовой схемы рис. 2.

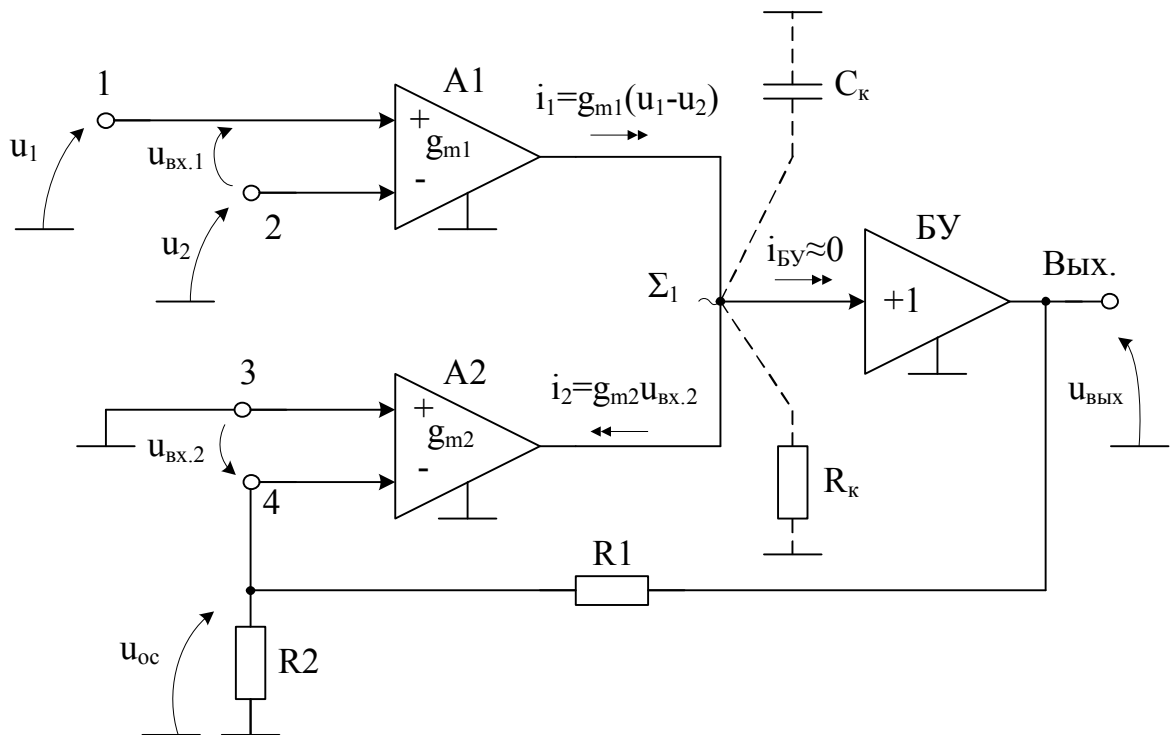


Рис. 3 Дифференциальный усилитель на основе МОУ с резисторами обратной связи R_1, R_2

Можно показать, что выходное напряжение в схеме рис.3 при большом петлевом усилении зависит от входных сигналов следующим образом:

$$u_{вых} = (u_1 - u_2) \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Если используется 100% отрицательная обратная связь ($R_1=0$), а также при $g_{m1}=g_{m2}$, выходное напряжение равно разности u_1 и u_2 [1]:

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

4. Сумматор двух сигналов

Схема рис. 4 обеспечивает прецизионное сложение двух сигналов u_1 и u_3 .

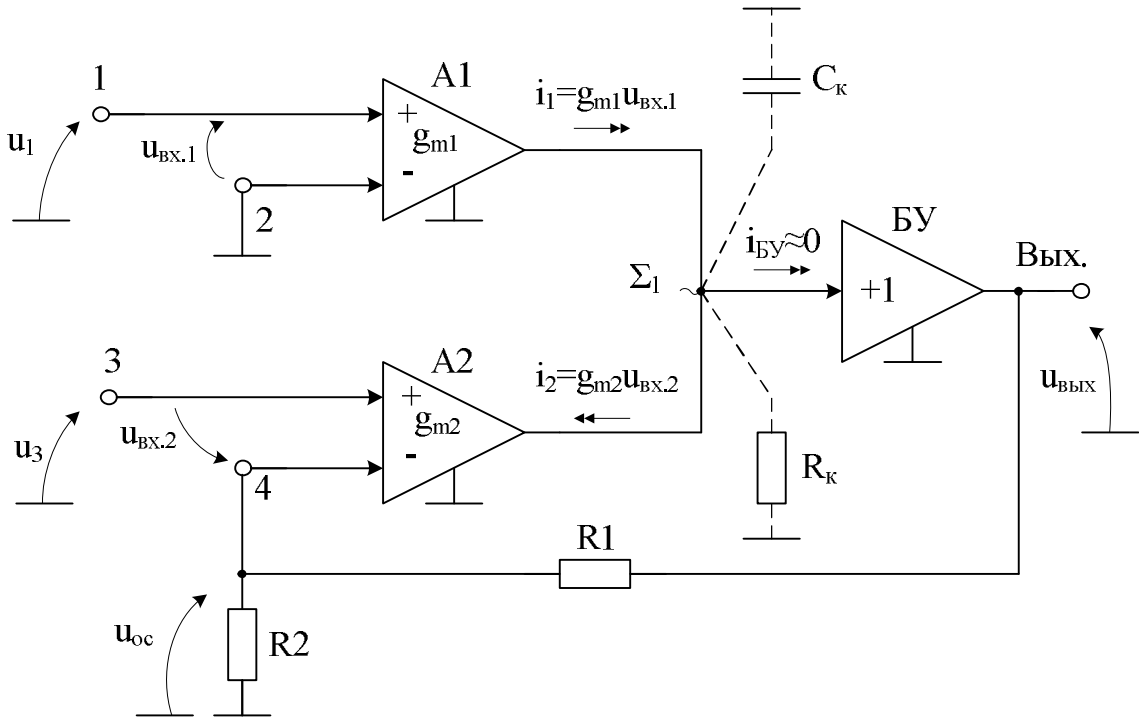


Рис. 4. Сумматор двух сигналов u_1 и u_3 на базе МОУ

Выходное напряжение сумматора рис. 4 зависит от входных напряжений u_1 , u_3 и параметров элементов схемы следующим образом:

$$u_{\text{вых}} = \frac{K_{\text{БУ}} R_{\text{к}} (g_{m1} u_1 + g_{m2} u_3)}{1 + K_{\text{БУ}} R_{\text{к}} g_{m2} \frac{R_2}{R_2 + R_1}}. \quad (2)$$

При $R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$ из (2) получаем, что

$$u_{\text{вых}} = \left[\frac{g_{m1}}{g_{m2}} u_1 + u_3 \right] \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

При $g_{m1} = g_{m2}$ и $R_1 = 0$ выходное напряжение сумматора рис. 4 равняется сумме двух входных напряжений $u_{\text{вых}} \approx u_1 + u_3 [1]$.

5. Инвертирующий усилитель с $K_y = -1$

На базе МОУ в соответствии с рис. 5 реализуется инвертирующий усилитель напряжения, в котором (в отличие от традиционных схем [2]) резисторы обратной связи не являются обязательными элементами.

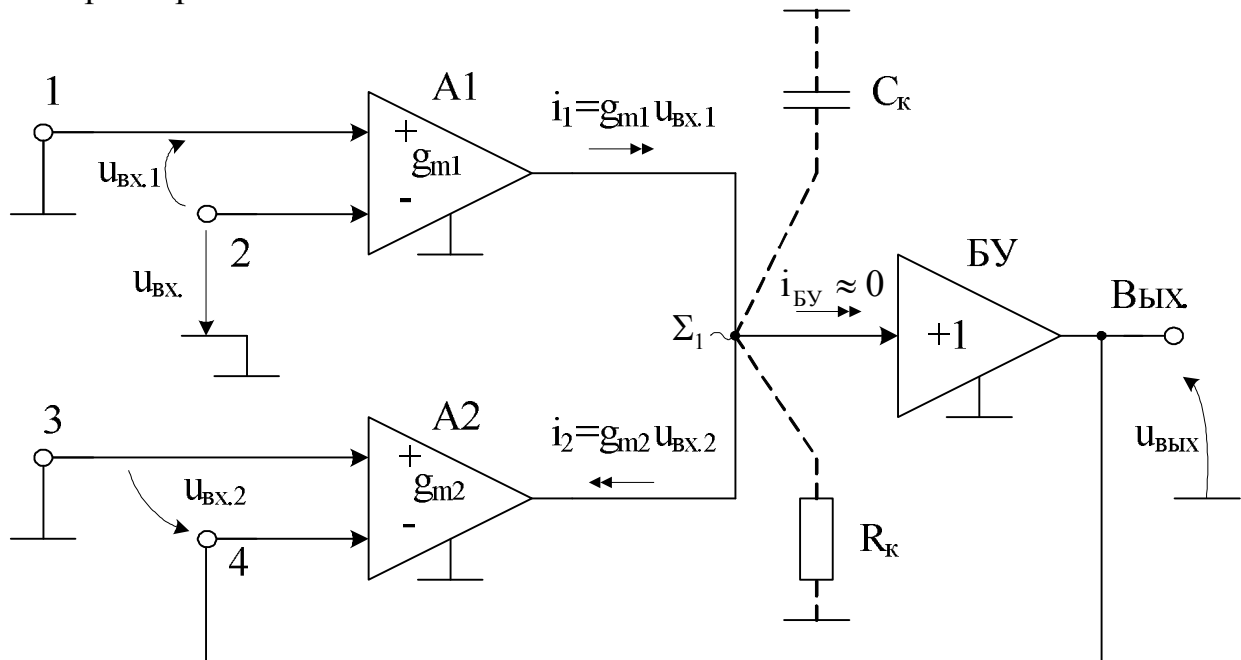


Рис. 5. Инвертирующий усилитель с $K_y = -1$

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

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

$$u_{\text{вых}} = T(u_{\text{ex}} - u_{\text{вых}}),$$

$$u_{\text{вых}} (1 + T) = T u_{\text{ex}},$$

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

Таким образом,

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

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

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

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

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

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

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.

Введение резисторов обратной связи R_1 , R_2 (рис. 6) расширяет возможности управления коэффициентами передачи инвертирующего усилителя.

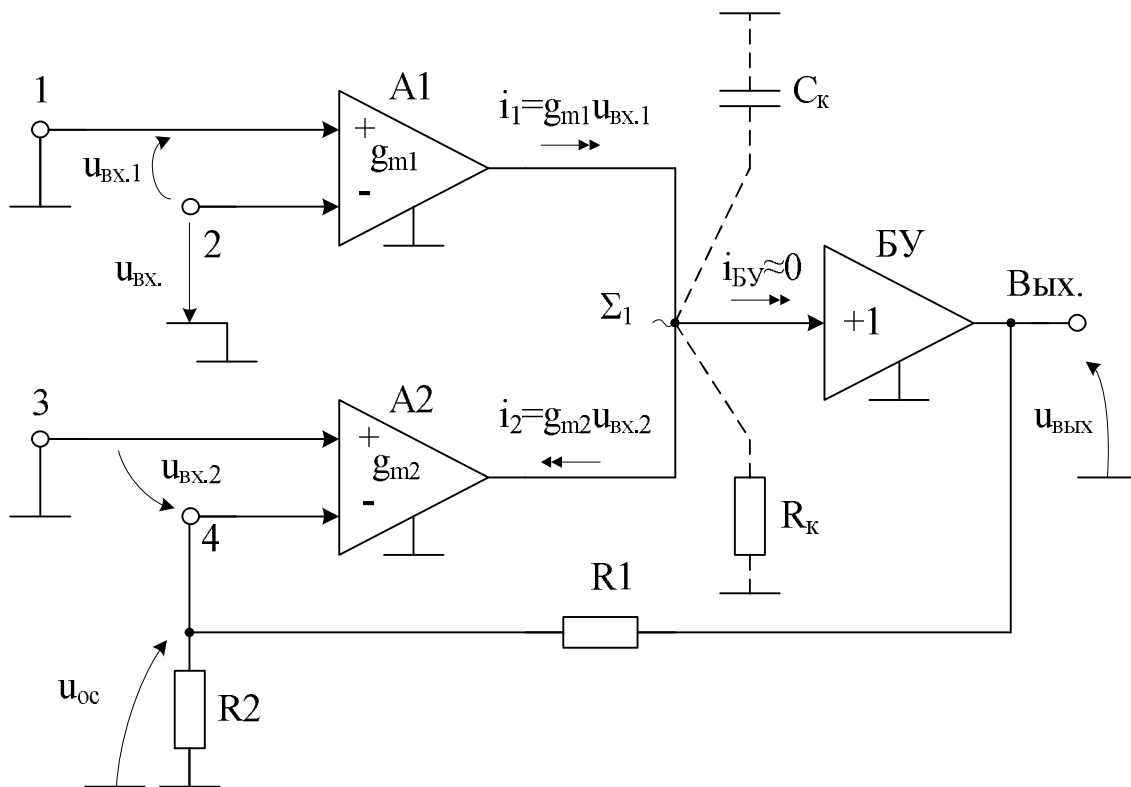


Рис. 6. Инвертирующий усилитель на базе МОУ с резисторами обратной связи R_1 , R_2

Выходное напряжение в схеме рис. 6 зависит от входного $u_{вх}$ следующим образом:

$$u_{вых} = \frac{K_{БУ} R_K g_{m1}}{1 + K_{БУ} R_K g_{m2} \frac{R_2}{R_2 + R_1}} u_{вх}.$$

При большом петлевом усилении ($K_{БУ} R_K \rightarrow \infty$)

$$u_{вых} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) u_{вх}.$$

Если проводимости передачи входных ДК одинаковы $g_{m1} = g_{m2}$, то

$$u_{вых} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) u_{вх}.$$

При этом фаза $u_{вых}$ противоположна фазе $u_{вх}$ [1].

6. Неинвертирующий усилитель напряжения

Свойства МОУ рис. 2 позволяют создавать неинвертирующие усилители напряжения с коэффициентом передачи, равном двум единицам, без использования резисторов обратной связи (рис. 7).

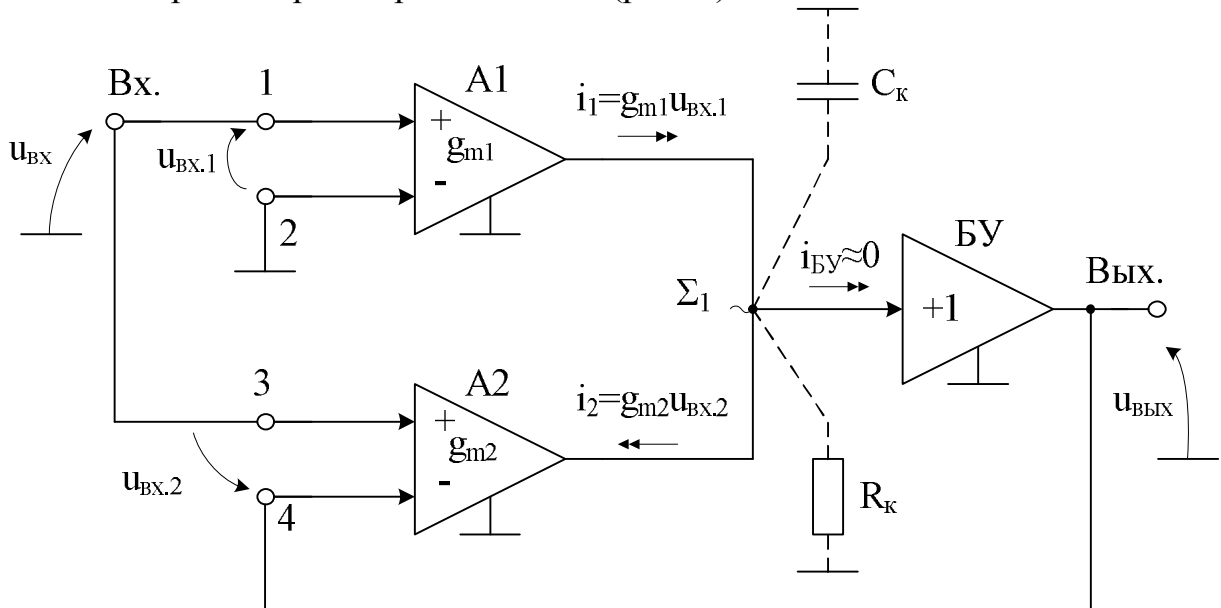


Рис. 7. Неинвертирующий усилитель без резисторов обратной связи

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

$$u_{вых} = K_{БУ} u_{\Sigma} = R_{\kappa} g_m K_{БУ} (u_{ex.1} - u_{ex.2}),$$

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

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

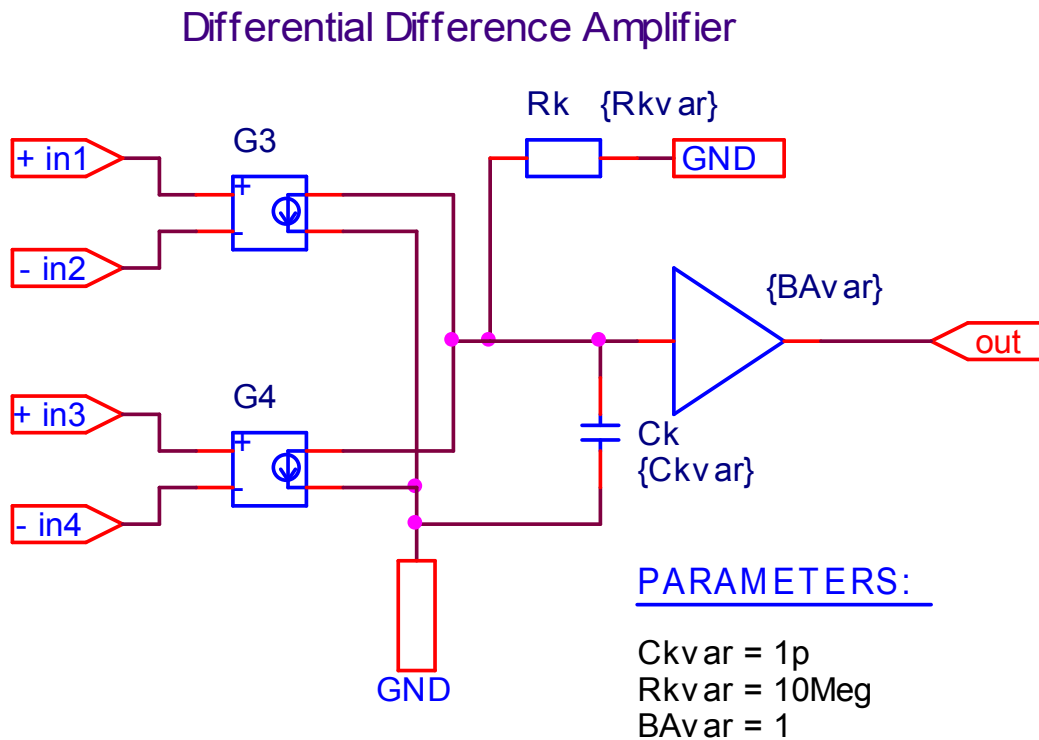
Если $g_{m1} \neq g_{m2}$, то при $R_{\kappa} K_{БУ} \rightarrow \infty$ коэффициент передачи по напряжению определяется из формулы:

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

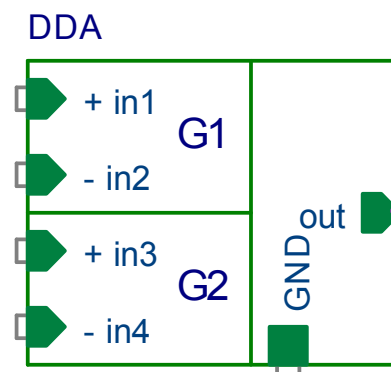
При $g_{m1} = 2g_{m2}$ или $g_{m2} = 2g_{m1}$ он принимает следующие значения: $K_y = 3$ или $K_y = 1,5$ [1].

7. Макромодель функциональной схемы МОУ

В частном случае схема МОУ рис. 1а исследовалась в САПР Orcad 9.2 и показана на рис. 8а. На основе схемы рис. 8а с учётом [3,4] была создана макромодель МОУ (рис. 8б), которая будет использоваться в дальнейшем при моделировании различных схем его включения в среде Orcad 9.2.



a)



б)

Рис. 8 Схема МОУ рис. 1а на идеальных элементах (а) и её макромодель (б)

8. Усилитель разности двух сигналов

На рис. 9 представлена схема усилителя разности двух сигналов (рис.2).

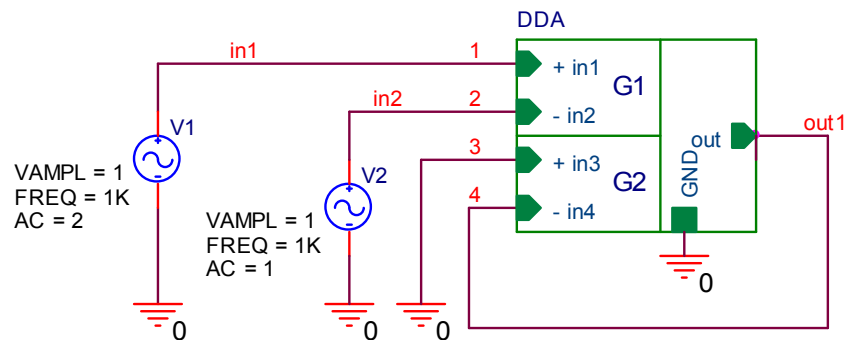


Рис. 9 Схема усилителя разности двух сигналов на основе МОУ

На рисунке 10 приведены результаты компьютерного моделирования схемы усилителя разности двух сигналов рис. 9.

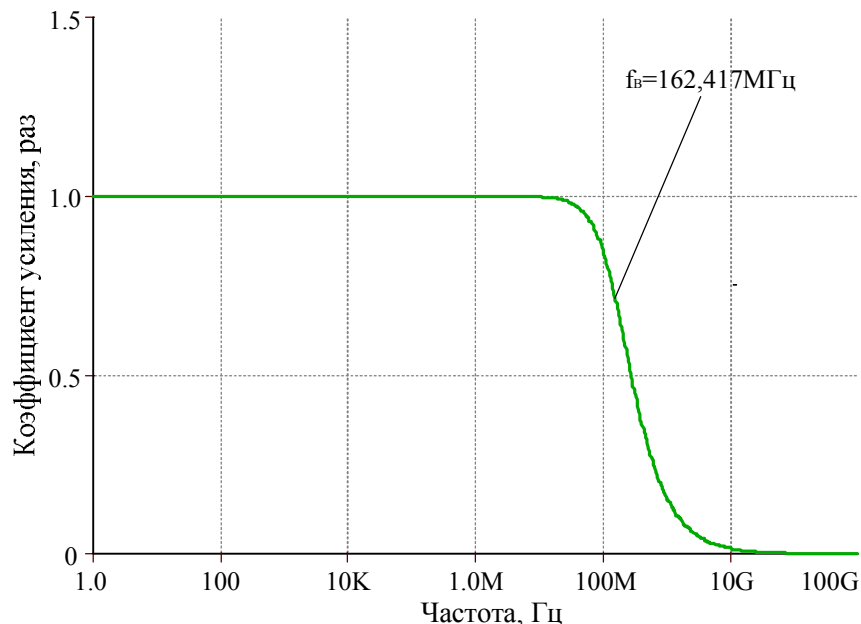


Рис. 10 АЧХ коэффициента усиления схемы усилителя разности двух сигналов

Netlist в Spice (рис.9)

```

1: source SCHEM
2: V_V2      2 0 DC 0 AC 1
3: +SIN 0 1 1K 0 0 0
4: R_DDA_Rk   DDA_N06194 0 {Rkvar}
5: G_DDA_G4   DDA_N06194 0 0 4 0.001
6: C_DDA_Ck   0 DDA_N06194 {Ckvar}
7: G_DDA_G3   DDA_N06194 0 1 2 0.001
8: E_DDA_GAIN4 4 0 VALUE {{BAvar} * V(DDA_N06194)}
9: V_V1      1 0 DC 0 AC 1
10: +SIN 0 1 1K 0 0 0
11: .PARAM  BAvar=1 Rkvar=10Meg Ckvar=1p

```

9. Дифференциальный усилитель на основе МОУ

На рис. 11 изображена схема дифференциального усилителя на основе МОУ с резисторами обратной связи (рис.3).

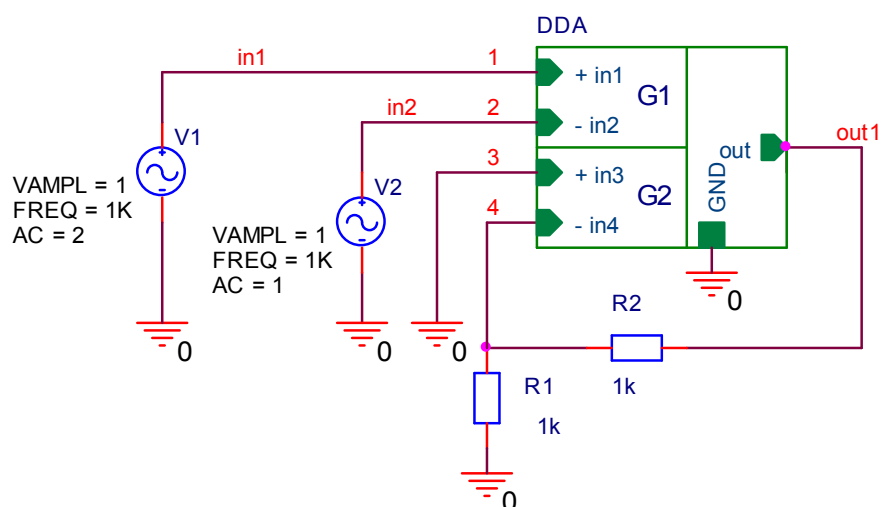


Рис. 11 Схема дифференциального усилителя на основе МОУ с резисторами обратной связи

На рисунке 12 показаны результаты компьютерного моделирования схемы дифференциального усилителя с резисторами обратной связи рис. 11.

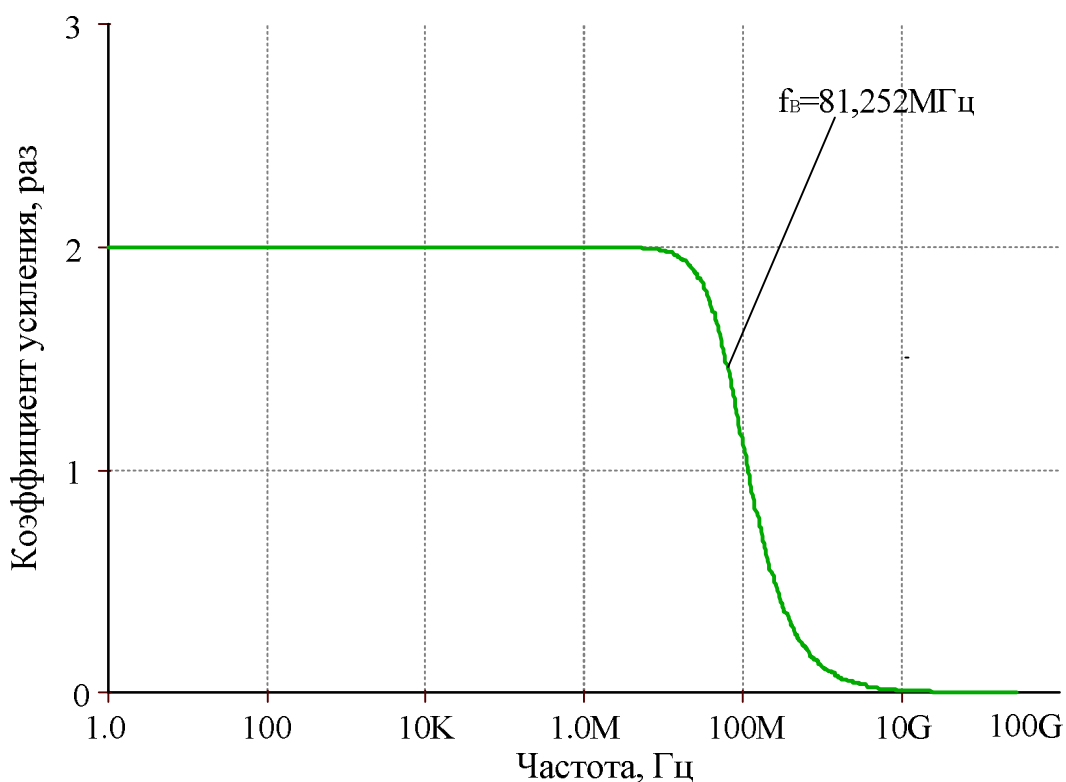


Рис. 12 АЧХ коэффициента усиления схемы дифференциального усилителя с резисторами обратной связи

Netlist в Spice (рис.11)

```
1: source SCHEM
2: R_DDA_Rk      DDA_N06194 0 {Rkvar}
3: G_DDA_G4      DDA_N06194 0 0 4 0.001
4: C_DDA_Ck      0 DDA_N06194 {Ckvar}
5: G_DDA_G3      DDA_N06194 0 1 2 0.001
6: E_DDA_GAIN4   OUT1 0 VALUE {{BAvar} * V(DDA_N06194)}
7: V_V1         1 0 DC 0 AC 1
8: +SIN 0 1 1K 0 0 0
9: R_R1         4 OUT1 1k
10: R_R2        0 4 1k
11: V_V2        2 0 DC 0 AC 1
12: +SIN 0 1 1K 0 0 0
13: .PARAM BAvar=1 Rkvar=10Meg Ckvar=1p
```

10. Сумматор двух сигналов

На рис. 13 приведена схема сумматора двух сигналов (рис.4).

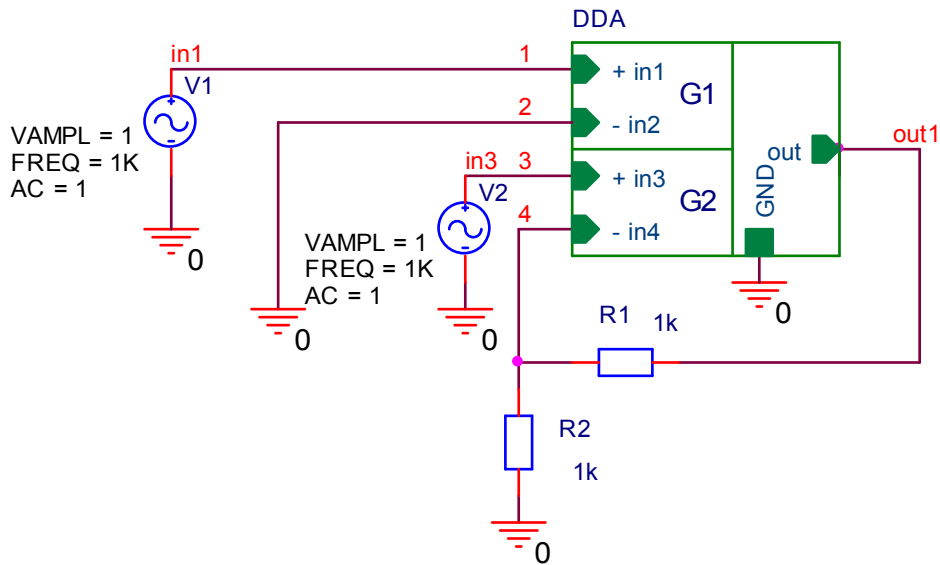


Рис. 13 Схема сумматора двух сигналов на основе МОУ

На рисунке 14 представлены результаты компьютерного моделирования схемы сумматора двух сигналов рис. 13 при различных значениях резисторов обратной связи R_1 и R_2 .

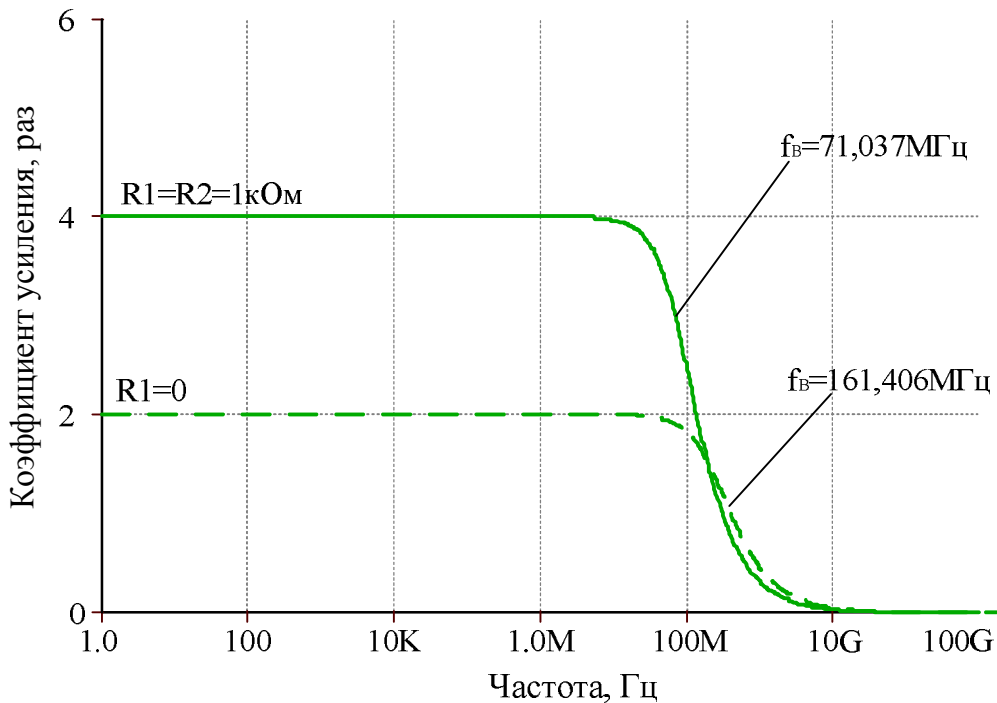


Рис. 14 АЧХ коэффициента усиления схемы сумматора двух сигналов

Netlist в Spice (рис.13)

```
1: source SCHEM
2: R_DDA_Rk      DDA_N06194 0 {Rkvar}
3: G_DDA_G4      DDA_N06194 0 3 4 0.001
4: C_DDA_Ck      0 DDA_N06194 {Ckvar}
5: G_DDA_G3      DDA_N06194 0 1 0 0.001
6: E_DDA_GAIN4   OUT1 0 VALUE {{BAvar} * V(DDA_N06194)}
7: V_V1         1 0 DC 0 AC 1
8: +SIN 0 1 1K 0 0 0
9: R_R2         0 4 1k
10: V_V2        3 0 DC 0 AC 1
11: +SIN 0 1 1K 0 0 0
12: R_R1        OUT1 4 1k
13: .PARAM BAvar=1 Rkvar=10Meg Ckvar=1p
```

11. Инвертирующий усилитель

На рис. 15 показана схема инвертирующего усилителя с $K_y = -1$ (рис.5)

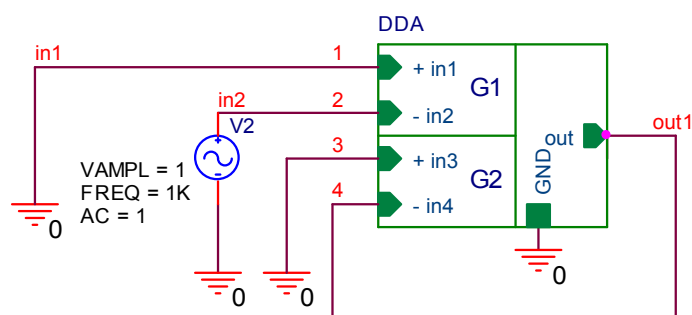
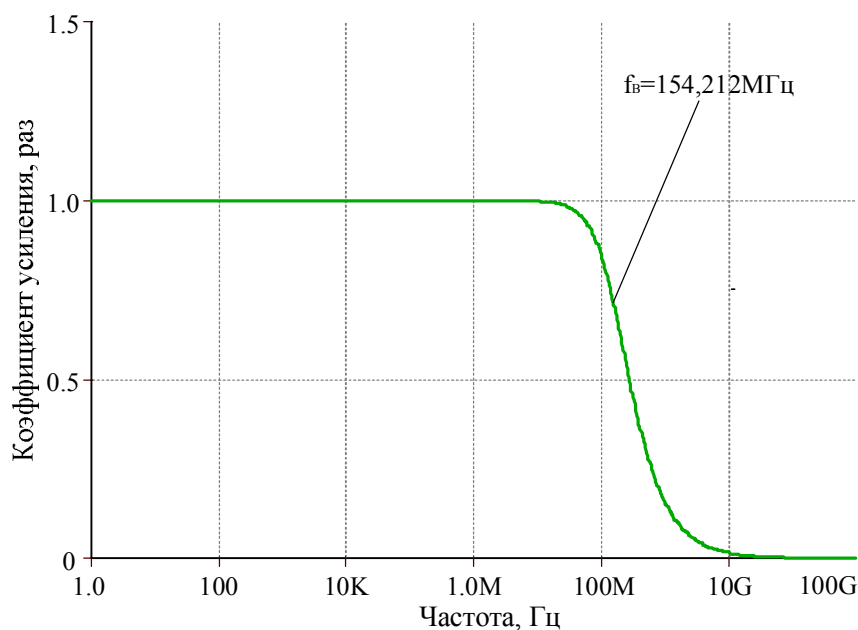


Рис. 15 Схема инвертирующего усилителя на основе МОУ

На рисунке 16 изображены результаты компьютерного моделирования схемы инвертирующего усилителя рис. 15.



На рис. 16 АЧХ коэффициента усиления схемы инвертирующего усилителя

Netlist в Spice (рис.15)

```
1: source SCHEM
2: R_DDA_Rk      DDA_N06194 0 {Rkvar}
3: G_DDA_G4     DDA_N06194 0 0 4 0.001
4: C_DDA_Ck     0 DDA_N06194 {Ckvar}
5: G_DDA_G3     DDA_N06194 0 0 2 0.001
6: E_DDA_GAIN4  4 0 VALUE {{BAvar} * V(DDA_N06194)}
7: V_V2        2 0 DC 0 AC 1
8: +SIN 0 1 1K 0 0 0
9: .PARAM BAvar=1 Rkvar=10Meg Ckvar=1p
```

12. Инвертирующий усилитель с резисторами обратной связи

На рис. 17 собрана схема инвертирующего усилителя с резисторами обратной связи (рис.6).

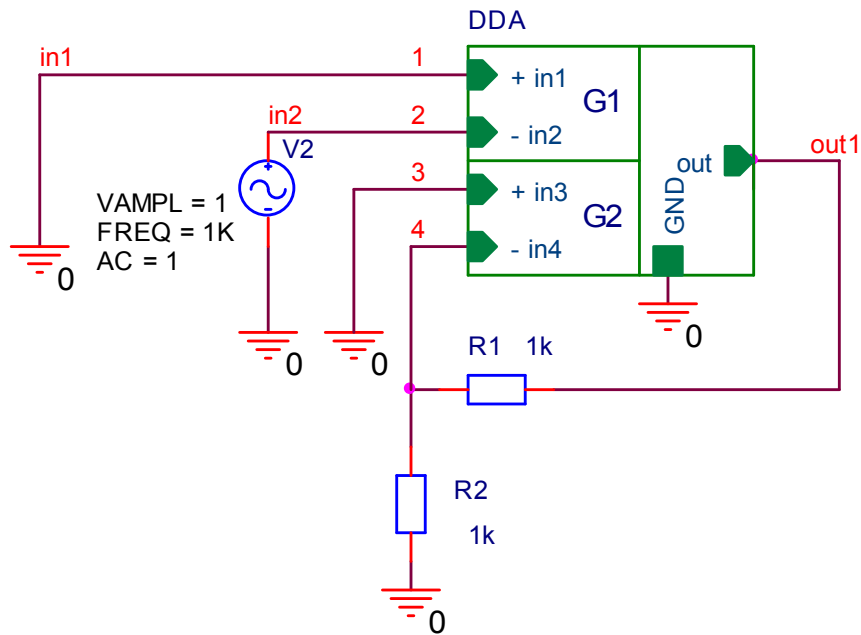
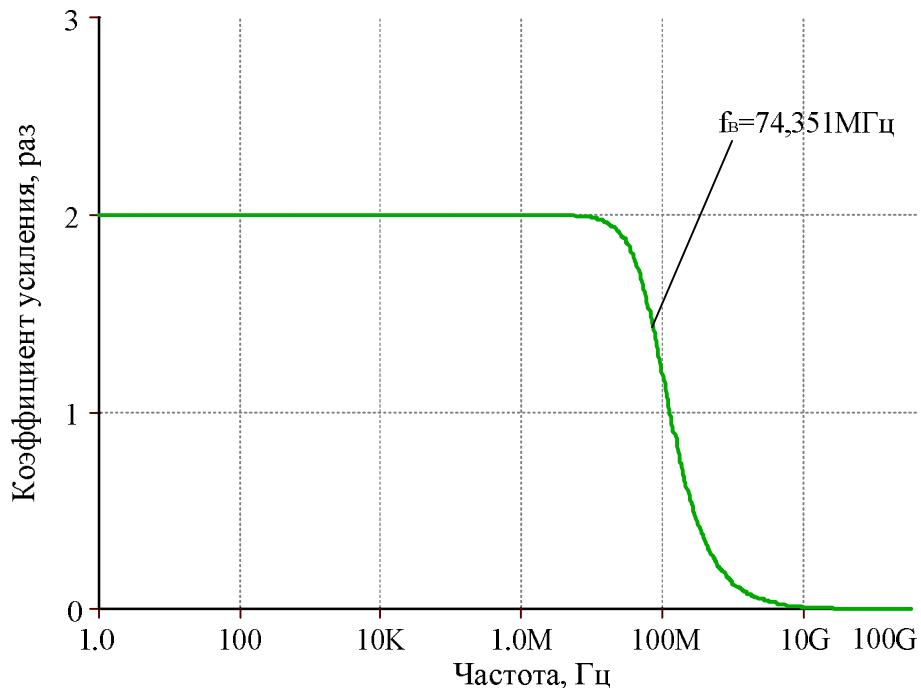


Рис. 17 Схема инвертирующего усилителя на основе МОУ с резисторами обратной связи

На рисунке 18 представлены результаты компьютерного моделирования схемы инвертирующего усилителя с резисторами обратной связи рис. 17.



На рис. 18 АЧХ коэффициента усиления схемы инвертирующего усилителя с резисторами обратной связи

Netlist в Spice (рис.17)

```
1: source SCHEM
2: R_DDA_Rk      DDA_N06194 0 {Rkvar}
3: G_DDA_G4     DDA_N06194 0 0 4 0.001
4: C_DDA_Ck     0 DDA_N06194 {Ckvar}
5: G_DDA_G3     DDA_N06194 0 0 2 0.001
6: E_DDA_GAIN4  OUT1 0 VALUE {{BAvar} * V(DDA_N06194)}
7: R_R1        4 OUT1 1k
8: R_R2        0 4 1k
9: V_V2        2 0 DC 0 AC 1
10: +SIN 0 1 1K 0 0 0
11: .PARAM BAvar=1 Rkvar=10Meg Ckvar=1p
```

13. Неинвертирующий усилитель напряжения

На рис. 19 показана схема неинвертирующего усилителя напряжения без резисторов обратной связи (рис.7).

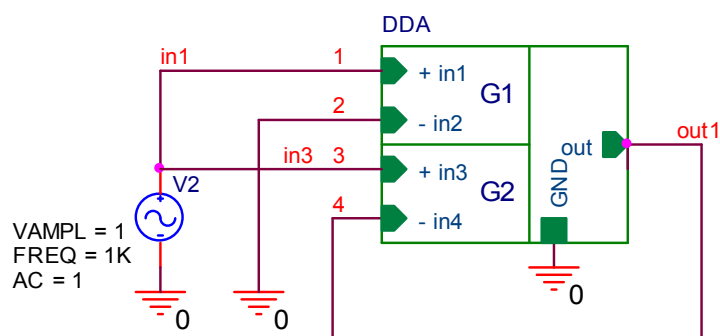
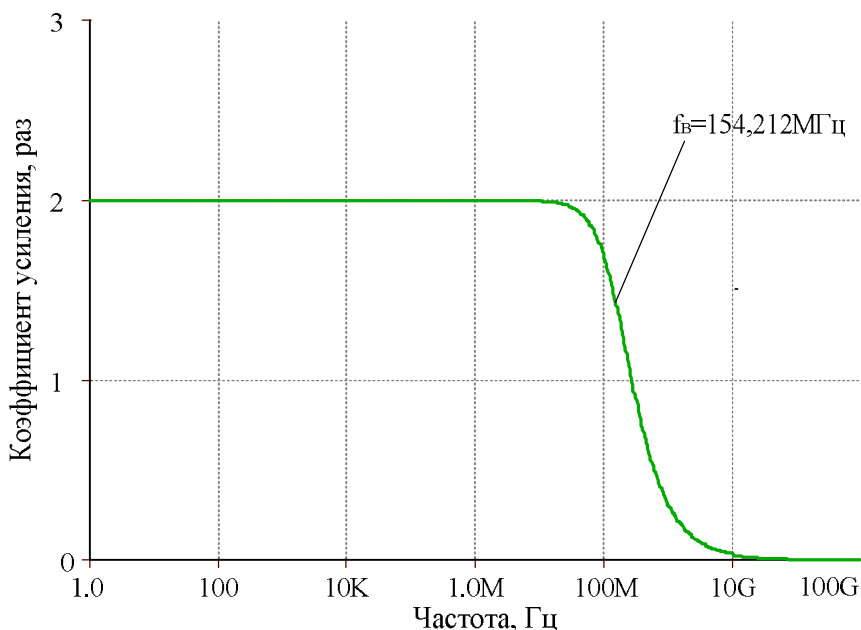


Рис. 19 Схема неинвертирующего усилителя напряжения на основе МОУ

На рисунке 20 приведены результаты компьютерного моделирования схемы неинвертирующего усилителя напряжения рис. 19.



На рис. 20 АЧХ коэффициента усиления схемы неинвертирующего усилителя напряжения

Netlist в Spice (рис.19)

```

1: source SCHEM
2: R_DDA_Rk      DDA_N06194 0 {Rkvar}
3: G_DDA_G4     DDA_N06194 0 1 4 0.001
4: C_DDA_Ck     0 DDA_N06194 {Ckvar}
5: G_DDA_G3     DDA_N06194 0 1 0 0.001
6: E_DDA_GAIN4  4 0 VALUE {{BAvar} * V(DDA_N06194)}
7: V_V2         1 0 DC 0 AC 1
8: +SIN 0 1 1K 0 0
9: .PARAM BAvar=1 Rkvar=10Meg Ckvar=1p

```

14. Параметры оптимизации

Практический интерес представляет определение оптимальных значений g_{m1} , g_{m2} , $C_{к1}$, $R_{к1}$, R_1 , R_2 при заданных ограничениях на максимальную скорость нарастания выходного напряжения МОУ, разомкнутый коэффициент усиления, запас устойчивости по фазе, энергопотребление, ослабление синфазных сигналов, геометрию транзисторов, схемотехнику токовых зеркал (более 50 модификаций) [5] и буферного усилителя (более 30 модификаций) и т.п.

15. Выводы

Рассмотрены обобщенные уравнения базовых схем включения МОУ (в том числе без резисторов обратной связи), учитывающие влияние параметров их входных каскадов, буферного усилителя, эквивалентного сопротивления в высокоимпедансных узлах и т.п.

Основные уравнения МОУ позволяют выполнять сравнительно простые аналитические расчеты как известных, так и новых схем их включения.

Компьютерное моделирование подтверждает работоспособность рассмотренных выше схем включения МОУ.

На основе рассмотренных схем включения МОУ реализуются различные преобразователи сигналов с широким спектром коэффициентов передачи, что обеспечивается, например, изменением отношения проводимостей g_{m1} и g_{m2} , а также резисторов обратной связи R_1 , R_2 .

Таким образом, МОУ с высокоимпедансным узлом характеризуют один из векторов развития классических операционных усилителей и имеют ряд неоспоримых преимуществ[1].

Разработка выполнена в рамках гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-10109)

Список литературы:

1. N. N. Prokopenko, O. V. Dvornikov, N. V. Butyrlagin, A. V. Bugakova “The Main Connection Circuits of the Radiation-Hardened Differential Difference Amplifier Based on the Bipolar and Field Effect Technological Process,” 12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE-2014), October 2-4, 2014, Novosibirsk, Russia, Volume 1, pp. 29–34.
2. Анисимов В.И., Капитонов М.В., Прокопенко Н.Н., Соколов Ю.М. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов. Л.: 1979. 148 с.
3. Кошелев С.И. Автоматизация проектирования электронных устройств средствами САПР OrCAD [Электронный ресурс] // Информационно-библиотечный комплекс СПбПУ [сайт] [2018]. URL: <http://elib.spbstu.ru/dl/2668.pdf/download/2668.pdf> (дата обращения: 17.10.2018).
4. Знакомство с пакетом OrCad 9.1 Урок 3. Проектирование иерархических блоков [Электронный ресурс] URL: http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/02_03/stat_126.htm (дата обращения: 19.10.2018).
5. Прокопенко Н.Н., Титов А.Е., Бутырлагин Н.В. Токовые зеркала для проектирования КМОП аналоговых микросхем: основные модификации (ТЗ №1-№ 36) [Электронный ресурс] // Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН: [сайт]. [2018]. URL: <http://www.ippm.ru/data/eljrnal/paper/J4.pdf> (дата обращения: 17.04.2018).