

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

Библиотека схемотехнических решений

Компьютерное моделирование мультидифференциальных операционных усилителей на ВТТ, JFet и КМОП транзисторах для задач проектирования активных RC-фильтров.

Бутырлагин Н.В., nbutyrlagin@mail.ru,
Жук А.А., alexey.zhuk96@mail.ru

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

1. Области применения и основные свойства мультидифференциальных операционных усилителей

Мультидифференциальные операционные усилители (МОУ) предназначены [1-15] для построения различных преобразователей сигналов - инвертирующих и неинвертирующих усилителей, сумматоров, перемножителей, фильтров и т.д. в системах связи, автоматики и приборостроения.

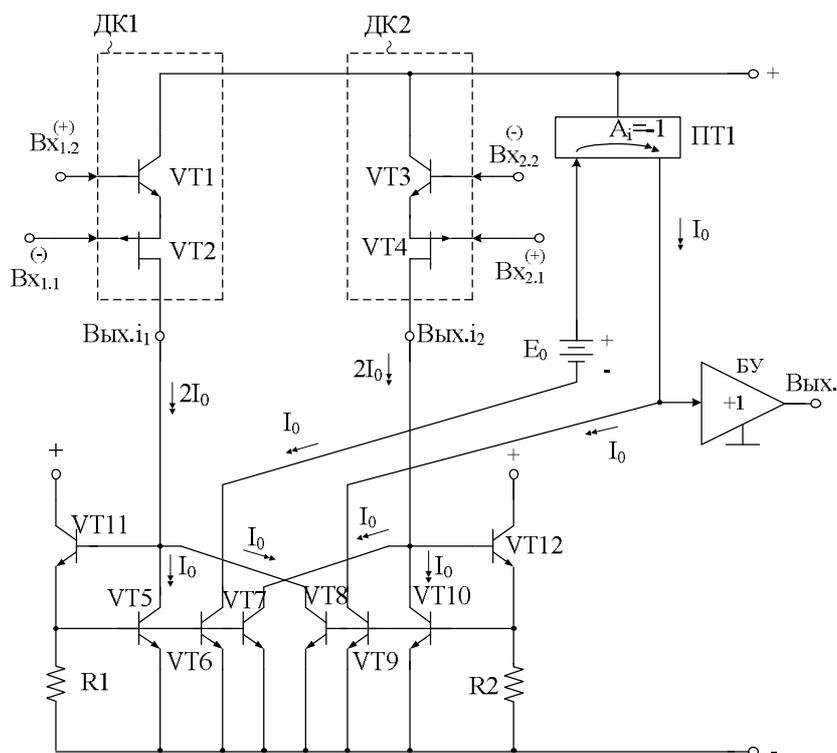


Рисунок 1 – МОУ с повышенным усилением по напряжению

Практическая реализация схемы МОУ рис. 1 может быть осуществлена в рамках различных технологических процессов: TSMC (BiCMOS), SiGe (IHP, Германия), NHGRACE SoI (кремний на изоляторе), H10-CMOS090_LP (АО «Микрон», г. Зеленоград), 3КБТ (BiJFet-биполярно-полевой техпроцесс, АО «Интеграл», г. Минск), комплементарный биполярный техпроцесс (АО «НПП Пульсар», г. Москва), CJFET_3, АВМК-2.2-1 (биполярно-полевой техпроцесс, АО «Интеграл», г. Минск) и др.

2. Текстовое описание функциональной схемы МОУ

МОУ рис.1 включает [1]:

- несимметричные дифференциальные каскады на транзисторах с разными принципами работы (ДК1, ДК2),
- токовое зеркало (ПТ1),
- повторители тока на транзисторах (VT5- VT12),
- буферный усилитель (БУ),
- цепь согласования потенциалов (E_0).

Результаты компьютерного моделирования предлагаемой схемы МОУ (рисунок 1) показывают, что при ее реализации по BiFet-technology (ОАО «Интеграл», г. Минск) обеспечивается усиление по напряжению более 95 дБ. При этом систематическая составляющая напряжения смещения нуля менее 4,2 мкВ в диапазоне температур $-140^{\circ}\text{C} \div +100^{\circ}\text{C}$, при потоке нейтронов до $5 \cdot 10^{13}$ н/см² и накопленной дозе радиации до 3 Мрад.

3. Схемотехнические методики и приемы улучшения основных параметров входных и промежуточных каскадов МОУ

В современной микроэлектронике наиболее популярны архитектуры МОУ с параллельным включением (по идентичным токовым выходам) нескольких дифференциальных каскадов [2]. Пример такой структуры на основе многоканальных дифференциальных каскадов (МДК) показан на рис. 2.

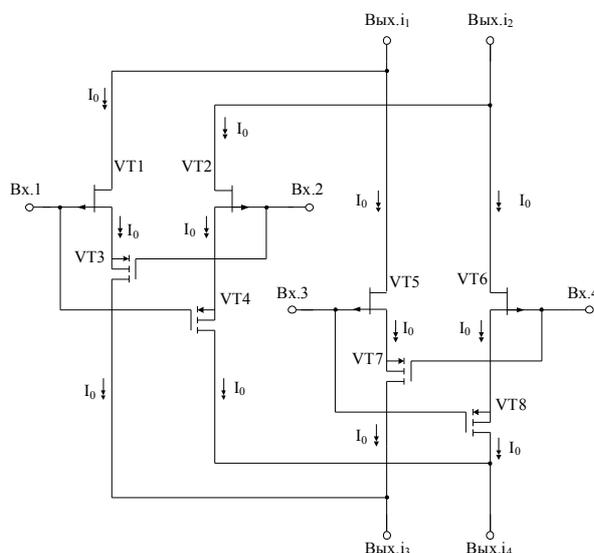


Рисунок 2 – Многоканальный JFet КМОП входной каскад МОУ

4. Структуры МОУ на основе несимметричных и многоканальных дифференциальных каскадов без классических источников опорного тока.

Предельно простые несимметричные дифференциальные каскады могут быть реализованы на биполярных и полевых транзисторах (рисунок 5) [1,6].

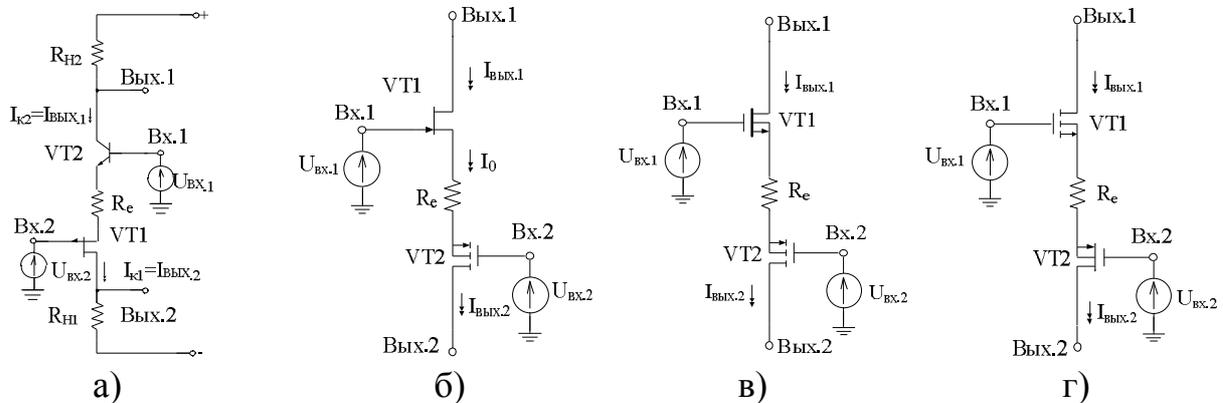


Рисунок 5 – Несимметричные дифференциальные каскады на транзисторах с разными принципами работы

Эти схемы обладают всеми свойствами дифференциальных каскадов – усиливают разность входных сигналов $U_{вх.1}$, $U_{вх.2}$, ослабляют их синфазную составляющую, но имеют (в отличие от классических ДК) токовые выходы, согласованные с разными шинами источника питания. При рациональном построении аналоговых устройств (например, операционных усилителей) ДК рис. 5 могут обеспечивать малое напряжение смещения нуля ($U_{см}$) и высокий коэффициент ослабления входных синфазных сигналов.

Статический ток транзисторов ДК (рисунок 5а) (при $U_{вх}=0$) рассчитывается решением нелинейного уравнения:

$$R_3 I_{э.2} + (U_{гр} / \sqrt{I_{с.нас}}) \sqrt{I_{э.2}} + \varphi_T \ln(I_{э.2} / I_{xx}) = U_{гр} - U_{xx}, \quad (1)$$

где $\varphi_T \approx 26$ мВ – температурный потенциал; $I_{с.нас}$, $U_{гр}$, U_{xx} , I_{xx} – параметры следующих уравнений вольтамперных характеристик VT1 и VT2:

$$I_{с.1} = I_{с.нас} (1 - (U_{зи.1} / U_{гр}))^2, \quad U_{эб.2} = U_{xx} + \varphi_T \ln(I_{э.2} / I_{xx}). \quad (2)$$

Причем, $U_{xx} \approx 0.51$ В – напряжение эмиттер-база биполярного транзистора VT2 при характеристическом токе эмиттера $I_{э2}=I_{xx}=1$ мкА.

Аналогично могут быть получены уравнения для статических токов других модификаций ДК (рисунок 5).

За счет параллельного включения нескольких полевых транзисторов, изменения ширины и длины их канала, а также сопротивления резистора R_e , можно изменять статический режим VT1, VT2.

Особенность схем (рисунки 5 в,г) состоит в применении пар комплементарных CMOS транзисторов VT1, VT2, один из которых должен обязательно иметь встроенный, а другой - индуцированный каналы.

5. Структуры и схемотехника мультидифференциальных усилителей тока, обеспечивающих усиление дифференциального сигнала и подавление входной синфазной составляющей.

Для повышения коэффициента ослабления синфазного сигнала ($K_{oc.cф}$) в инструментальных усилителях (ИУ) на полевых и биполярных транзисторах, предлагается схемотехническое решение МОУ рис. 6а [3-4]. В данном ИУ используется три дифференциальных каскада ДК1, ДК2 и ДК3. Причем ДК3 не имеет входного синфазного сигнала. Это позволяет использовать данный каскад для введения цепей собственной компенсации паразитных токов через сопротивления коллекторных переходов транзисторов VT7, VT8, VT9 и VT10, что повышает $K_{oc.cф}$. [3-4].

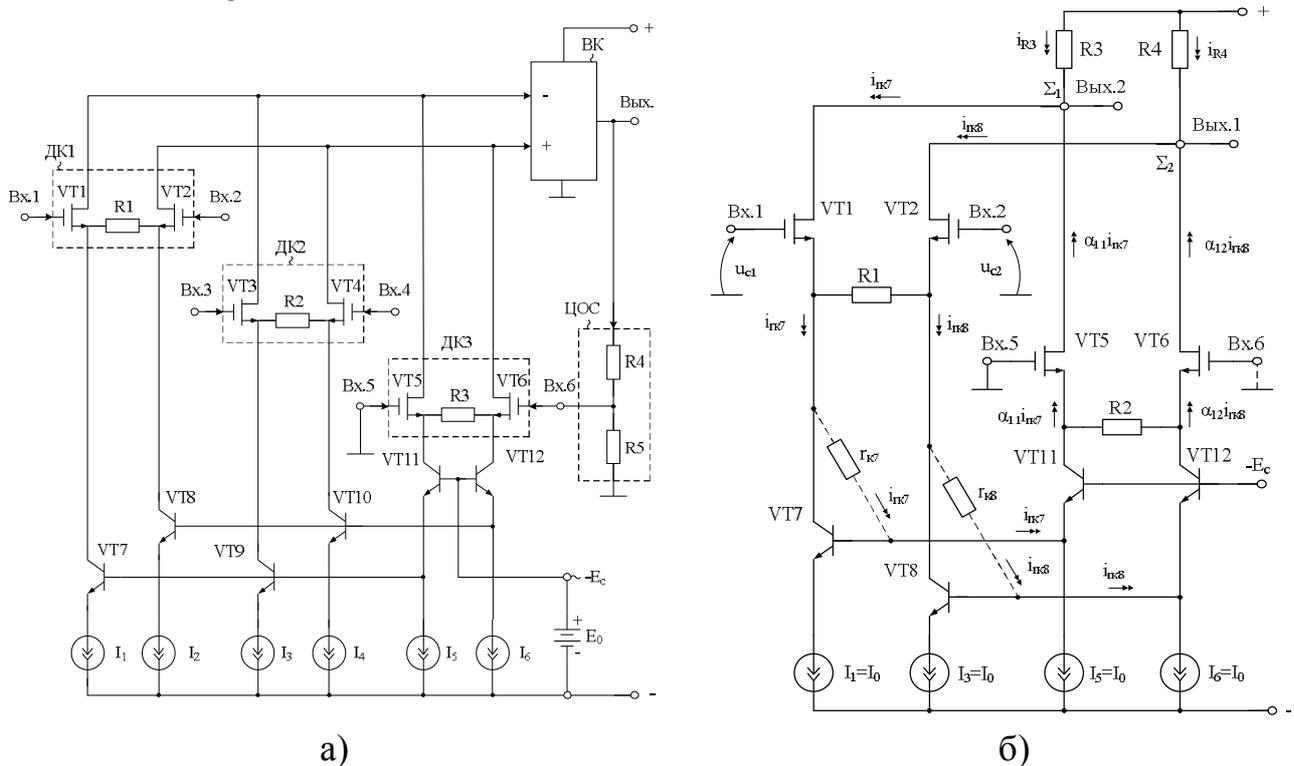


Рисунок 6 – ИУ с повышенным $K_{oc.cф}$ (а) и входной ДК МОУ с цепью собственной компенсации сопротивлений $r_{к7}$, $r_{к8}$ (б).

Рассмотрим работу ИУ на рис. 6а для случая, когда в схеме используется только два каскада ДК1 и ДК3 (рис. 6б) (при большем числе ДК цепи компенсации рассчитываются аналогично). Автономный параметр $i_{cф}$, характеризующий эффективность подавления входного синфазного сигнала на входах ДК1, определяется формулой

$$i_{cф} = [(A_1(1-\alpha_{11}))/r_{к7} - ((1-\alpha_{12})/r_{к8})]u_{cф}, \quad (3)$$

где: A_1 – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1;

$\alpha_{11} \approx 1$, $\alpha_{12} \approx 1$ – коэффициент передачи по току эмиттера VT11 и VT12 (рис. 6);

$r_{к7}$, $r_{к8}$ – сопротивления коллекторных переходов VT7 и VT8;

$u_{cф} = u_{cф1} = u_{cф2}$ – входное синфазное напряжение.

Коэффициенты передачи входного синфазного сигнала для Вых. можно найти из уравнений:

$$u_{\text{ВЫХ.}} \approx u_{\text{сф}} R_L \left[\frac{A_i(1-\alpha_{11})}{r_{k7}} - \frac{1-\alpha_{12}}{r_{k8}} \right], \quad K_{\text{сф}} = \frac{u_{\text{ВЫХ.}}}{u_{\text{сф}}} = \frac{R_L}{r_{k7}} A_i(1-\alpha_{11}) - \frac{R_L}{r_{k8}}(1-\alpha_{12}), \quad (4)$$

где R_L – эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле Σ_1 .

При $\alpha_{11} = \alpha_{12} = \alpha$ коэффициент передачи синфазного сигнала принимает значение $K_{\text{сф}} = (1-\alpha)K_{\text{сф}}^*$, где $K_{\text{сф}}^* = (R_L / r_{k7})A_i - (R_L / r_{k8})$ – коэффициент передачи синфазного сигнала в схеме ДК без цепи компенсации. Таким образом, в схемах рис. 6а – рис. 6б коэффициенты передачи синфазного сигнала со входов Вх.1 и Вх.2 дифференциального каскада ДК1 на выход ВЫХ. уменьшаются в $\beta = 80 \div 100$ раз, где $\beta = (1-\alpha_{11})^{-1} \approx (1-\alpha_{12})^{-1} \gg 1$.

Коэффициент передачи дифференциального напряжения входного ДК рис. 6б на транзисторах VT1 и VT2 определяется формулой

$$K_{d1} = u_{\text{ВЫХ.1}} / u_{\text{ВХ.}} \approx R_4 / R_1, \quad K_{d2} \approx R_3 / R_1, \quad (5)$$

где $R1=Re$ – сопротивление резистора местной отрицательной обратной связи; $R3, R4$ – сопротивление резисторов нагрузки $R3, R4$.

Если выбрать $K_{d1} \approx 1$, то $K_{\text{ос.сф}}$ в предлагаемой схеме определяется уравнением:

$$K_{\text{ос.сф}} = \frac{K_{d1}}{K_{\text{сф}}} \approx K_{\text{сф}}^{-1} = \frac{u_{\text{ВЫХ.}}}{u_{\text{сф}}} = \frac{R_L}{r_{k7}} A_i(1-\alpha_{11}) - \frac{R_L}{r_{k8}}(1-\alpha_{12}) \quad (6)$$

Результаты компьютерного моделирования эффекта компенсации рассматриваемой составляющей $K_{\text{ос.сф}}$, представлены на рис. 7 [3-4].

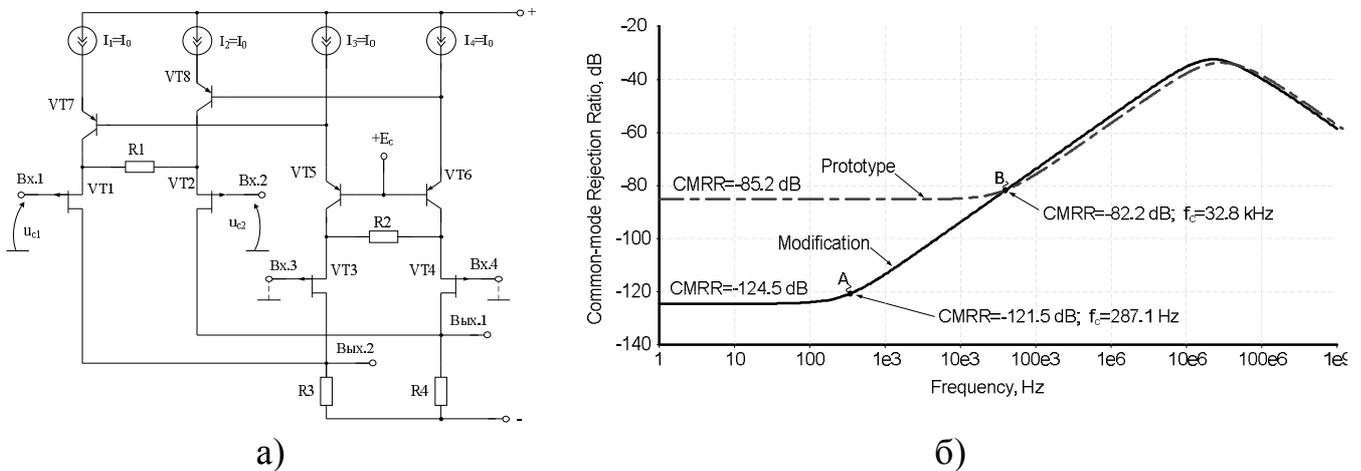


Рисунок 7 – Схема двух каскадов ИУ на основе АБМК_1_3 с ЦК (а) и частотная зависимость $K_{\text{ос.сф}}$ сравниваемых схем МОУ (б).

Полученные графики рис. 7б показывают, что в схеме рис. 7а низкочастотные значения $K_{\text{ос.сф}}$ улучшаются на 40 дБ. Это существенно снижает погрешности ИУ при работе с сигналами, имеющими синфазную составляющую [6].

6. Результаты компьютерного моделирования

Схема МОУ рис. 1 была промоделирована в среде LTSpice [16] на моделях транзисторов CJFET_3+ABMK-2.2-1 [17-18].

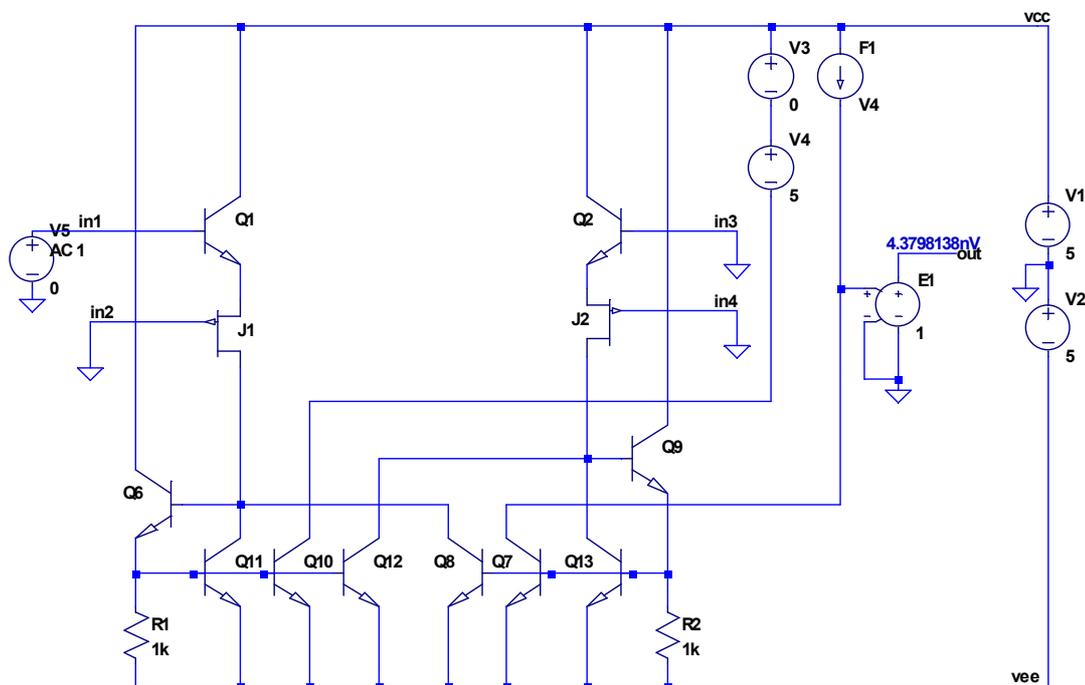


Рисунок 8 – МОУ в среде LTSpice.

На рис. 9 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) разомкнутого МОУ (рис. 8), из которой следует, что коэффициент усиления МОУ составляет 95,2 дБ, а верхняя граничная частота равна 1,7 МГц.

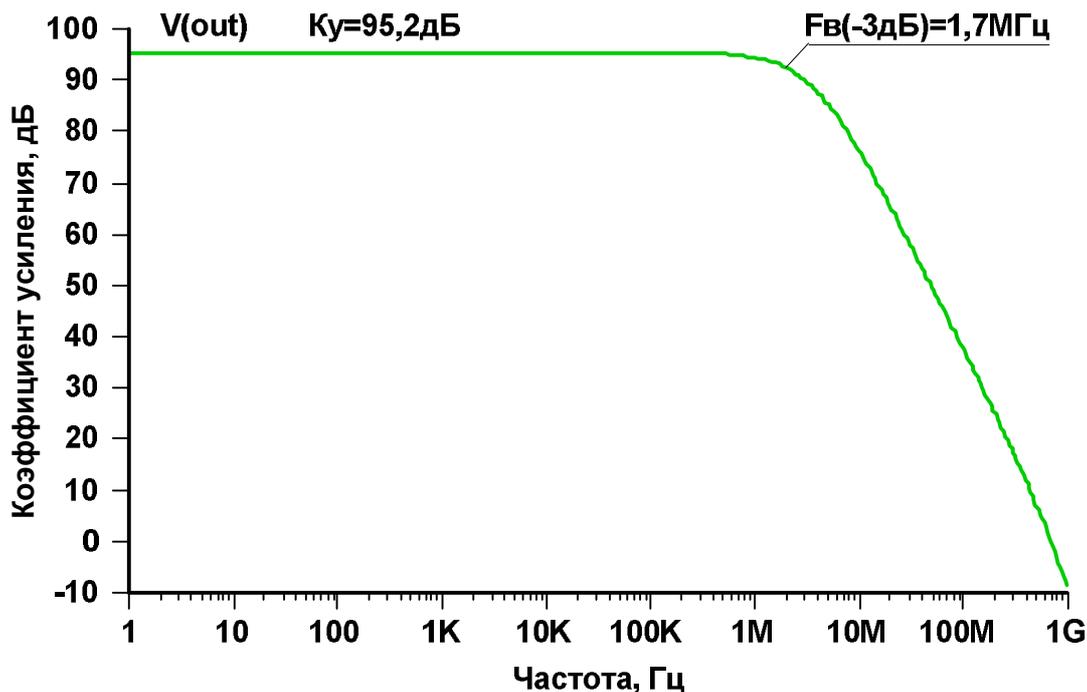


Рисунок 9 – ЛАЧХ МОУ рис. 7 при $t=27^{\circ}\text{C}$.

На рис. 10 представлена зависимость систематической составляющей напряжения смещения нуля МОУ рис. 8 от температуры.

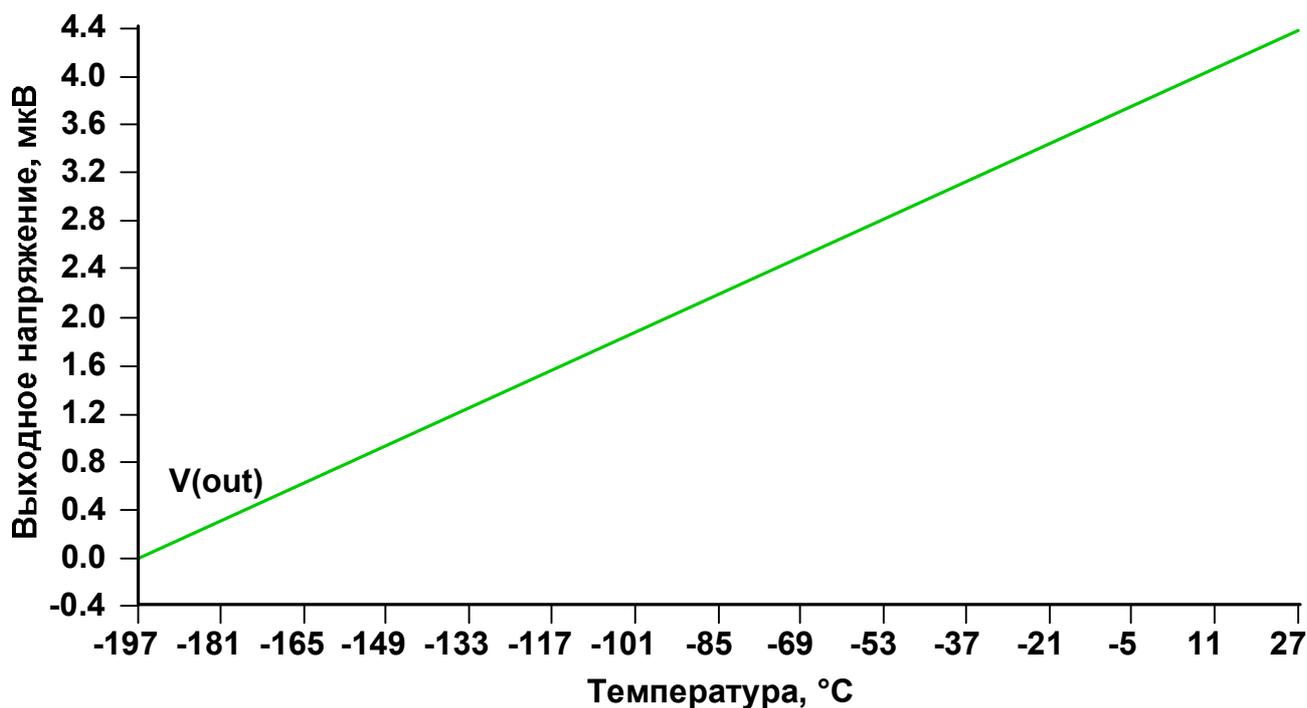


Рисунок 10 – Зависимость выходного напряжения МОУ рис. 8 от температуры при $t=-197^{\circ}\text{C}\div 27^{\circ}\text{C}$, с шагом 8°C .

На основе рассмотренных МОУ реализуются перспективные модификации активных RC-фильтров [19].

7. Нетлист схемы рис. 8

- 1: C:\13-01-2021_13-25-39\P9250.asc
- 2: V1 vcc 0 5
- 3: V2 0 vee 5
- 4: J2 N007 0 N004 JP50_2 {JPV}
- 5: J3 N006 0 N002 JP50_2 {JPV}
- 6: Q4 vcc in1 N004 0 npn
- 7: Q5 vcc 0 N002 0 npn
- 8: Q6 vcc N007 N008 0 npn
- 9: Q7 N003 N009 vee 0 npn
- 10: Q8 N007 N009 vee 0 npn
- 11: Q9 vcc N006 N009 0 npn
- 12: Q10 N005 N008 vee 0 npn
- 13: Q11 N007 N008 vee 0 npn
- 14: Q12 N006 N008 vee 0 npn
- 15: Q13 N006 N009 vee 0 npn
- 16: R6 N008 vee 1k
- 17: R7 N009 vee 1k

```

18: V3 vcc N001 0
19: F1 vcc N003 V4 1
20: V4 N001 N005 5
21: E1 out 0 N003 0 1
22: V5 in1 0 0 AC 1
23: .model NPN NPN
24: .model PNP PNP
25: .lib C:\Users\Uset\Documents\LTspiceXVII\lib\cmp\standard.bjt
26: .model NJF NJF
27: .model PJF PJF
28: .lib C:\Users\Uset\Documents\LTspiceXVII\lib\cmp\standard.jft
29: .op
30: .dc V3 -5 5 0.001
31: .ac dec 100 1 1G
32: .step param fn list 1 1e12 1e15
33: .step param LT -197 27 1
34: .step param Rvar 1k 100k 10k
35: .param LT=27
36: .temp={LT}
37: .param weight=250
38: .param JNV={weight/260}
39: .param JPV={weight/50}
40: .param fn=1
41: .param fit=1
42: .param Dg=1
43: * .model NPN    NPN(Is=60E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=62 Bf=40 Ne=3
    Nk=0.35 Ise=60f Ikf=20m Vo=14 Qco=1e-12 Rco=250 Gamma=1e-11
    Xtb=1.5 Br=5 Nc=2 Isc=44f Ikr=3m Rc=120 Cjc=0.1375p Mjc=.4126
    Vjc=.75 Fc=.5 Cje=0.1875p Mje=.3333 Vje=.75 Tr=10n Tf=75p Itf=.06 Vtf=6
    Xtf=2 Rb=50)
44: * .model PNP    PNP(Is=120E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=30 Bf=52 Ne=3
    Nk=0.37 Ise=40f Ikf=22m Vo=15 Qco=1e-12 Rco=200 Gamma=1e-11
    Xtb=1.5 Br=5 Nc=2 Isc=44f Ikr=3m Rc=100 Cjc=0.25p Mjc=.4126 Vjc=.75
    Fc=.5 Cje=0.375p Mje=.3333 Vje=.75 Tr=10n Tf=75p Itf=.06 Vtf=6 Xtf=2
    Rb=50)
45: .lib "CJFET_3 ABMK-2.2-1.lib"
46: .backanno
47: .end

```

8. Параметры оптимизации

Практический интерес при оптимизации представляет определение оптимальных значений сопротивлений резисторов 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) [20] и буферного усилителя (более 30 модификаций) и т.п.

9. Выводы

Проведено компьютерное моделирование мультидифференциальных операционных усилителей на VJT, JFet и КМОП транзисторах для задач проектирования активных RC-фильтров.

Установлено, что ДК на транзисторах различной физической природы могут найти применение в современных аналоговых устройствах (МОУ, ОУ, ИУ и др.) при условии их включения в структуру промежуточных каскадов на основе симметричных дифференциальных усилителей токов.

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

Список литературы:

1. N. N. Prokopenko, N. V. Butyrlagin, A. V. Bugakova and I. V. Pakhomov, "The differential difference amplifiers of sensor systems with input transistors of various physical nature," 2016 International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES), Krakow, 2016, pp. 135-138, doi: 10.1109/ICSES.2016.7593837.

2. I. V. Pakhomov, D. V. Medvedev, A. V. Bugakova and V. P. Dimitrov, "The new architectures of the class AB differential stages for the high-speed CMOS-BiJFET of the operational and differential difference amplifiers of the sensor analog interfaces," 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Astana, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/SIBCON.2017.7998505.

3. Пат. 2568318 Российская Федерация, МПК H03F 3/45. Мультидифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Пахомов И.В.; – № 2014145055/08; заявл. 06.11.14; опубл. 20.11.2015, Бюл. № 32. – 11 с.: ил.

4. N. N. Prokopenko, I. V. Pakhomov, A. V. Bugakova and A. A. Ignashin, "The method of the errors calculation from the input common-mode signal in the analog interfaces based on the differential difference operational amplifiers and the ways of their decrease," 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Moscow, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/SIBCON.2016.7491789.

5. 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.

6. Пахомов Илья Викторович. Мультидифференциальные операционные усилители напряжений и токов с активной отрицательной обратной связью: диссертация ... кандидата Технические наук: 05.13.05 / Пахомов Илья Викторович; [Место защиты: ФГБОУ ВО «Южно-Российский государственный политехнический университет (НПИ) имени М.И. Платова»], 2018.

7. Дворников О.В., Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В., Игнашин А.А. Инструментальные и мультидифференциальные усилители датчиковых систем на основе новой микросхемы базового структурного кристалла МН2ХА010 // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 3. С. 106-113.

8. M. Kumar, "Realization of some novel active circuits. Chapter 3. Fully differential difference amplifier (FDDA) based active filter," Dissertation of the Doctor of philosophy, Dept. of Electronics and Communication Engineering, Jaypee Institute of Information Technology, Noida, India, May, 2012, 170 p.

9. Ch.-H. Wu, H.-H. Hsieh, P.-Ch. Ku, and L.-H. Lu, "A Differential Sallen-Key Low-Pass Filter in Amorphous-Silicon Technology," J. Display Technology, Vol. 6, No. 6, June 2010, pp. 207-214. WOS:000277889200001

10. D. Yu. Denisenko, N. V. Butyrlagin, N. N. Prokopenko, "Second-order low-sensitivity active RC filter based on two differential difference amplifiers," RU Patent appl. 2019115651, May 22, 2019.

11. All-Pass Second-Order Active RC-Filter with Pole Q-Factor's Independent Adjustment on Differential Difference Amplifiers / D. Y. Denisenko, N. N. Prokopenko and N. V. Butyrlagin // Proceedings of 17th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS-2019), September 13-16, 2019, Batumi, Georgia, p. 263-266. doi: 10.1109/EWDTS.2019.8884395

12. All-Pass RC-Filters Architecture with Independent Adjustment of the Main Parameters Based on Differential Difference Amplifiers / D. Denisenko, N. Prokopenko, N. Butyrlagin // Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal Vol. 4, No. 4, p. 65-72 (2019) https://www.astesj.com/publications/ASTESJ_040409.pdf DOI: 10.25046/aj040409

13. Дворников О.В., Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В., Игнашин А.А. Инструментальные и мультидифференциальные усилители датчиковых систем на основе новой микросхемы базового структурного кристалла МН2ХА010 // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 3. С. 106-113.

14. N.N. Prokopenko, O.V. Dvornikov, N.V. Butyrlagin, I.V. Pakhomov. The Reconfigurable Radiation-Hardened Differential Difference Operational Amplifier and its Main Connection Circuits in Sensor Systems // IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2015), 26 – 29 Sep. 2015. - Batumi, Georgia. Pp. 237-240 DOI: 10.1109/EWDTS.2015.7493108. WOS:000382527700008

15. Shu-Chuan Huang and M. Ismail, "CMOS multiplier design using the differential difference amplifier," *Proceedings of 36th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Detroit, MI, USA, 1993, pp. 1366-1368 vol.2, doi: 10.1109/MWSCAS.1993.343359.

16. Володин В. Я. LTspice: компьютерное моделирование электронных схем. — СПб.: БХВ-Петербург, 2010. — 400 с.

17. Дворников О.В. Модели CJFET транзисторов при воздействии низких температур и проникающей радиации [Электронный ресурс] Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН: [сайт]. [2020]. <http://www.ippm.ru/data/eljrnal/paper/J41.pdf>

18. Дворников О.В., Чеховский В.А., Прокопенко Н.Н., Галкин Я.Д., Кунц А.В., Бугакова А.В. Аналитический обзор компьютерных моделей JFet и VJ-транзисторов для задач проектирования аналоговых микросхем при одновременном воздействии низких температур и проникающей радиации [Электронный ресурс] Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН: [сайт]. [2020]. <http://www.ippm.ru/data/eljrnal/paper/J54.pdf>

19. Самойлов Л. К., Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н. Н. Динамические погрешности ввода аналоговых сигналов датчиков в системах автоматического управления и контроля (науч. монография), Москва: СОЛОН-Пресс, 2020. – 240 с.

20. 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>