

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

Библиотека схемотехнических решений

КМОП мультидифференциальный операционный усилитель с повышенным  
быстродействием: модификация МОУ – 3

Бутырлагин Н.В., [nbutyrlagin@mail.ru](mailto:nbutyrlagin@mail.ru), Жебрун Е.А., [jackjk@mail.ru](mailto:jackjk@mail.ru),  
Свизев Г.А., [grits1989@mail.ru](mailto:grits1989@mail.ru), Овсепян Е.В., [ovsepyan.elenka@bk.ru](mailto:ovsepyan.elenka@bk.ru)

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

1. Области применения

Предназначен для работы в быстродействующих аналоговых и аналого-  
цифровых устройствах систем связи, автоматики и приборостроения, в том числе  
в структуре систем на кристалле.

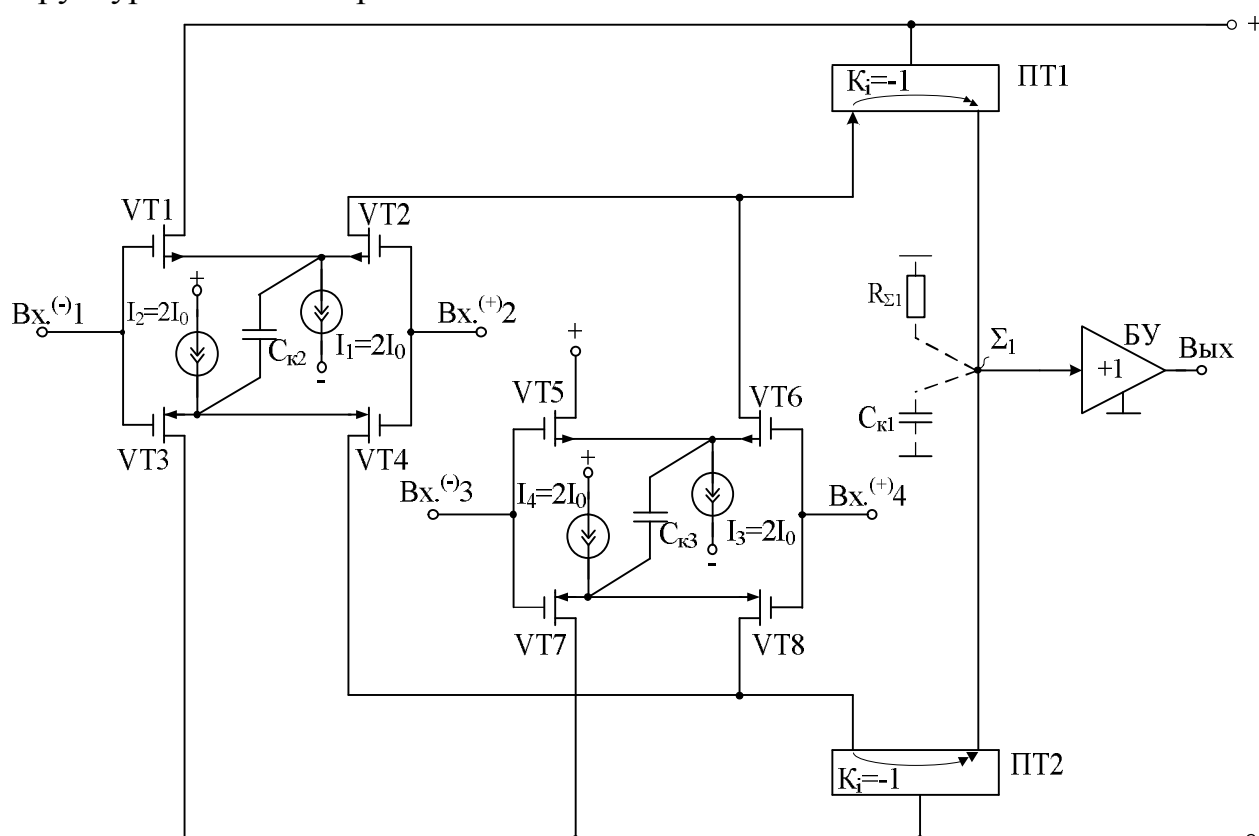


Рис. 1. Быстродействующий КМОП МОУ

Практическая реализация схемы рис. 1 может быть осуществлена в рамках  
различных технологий: tsmc (BiCMOS), SiGe (IHP, Германия), NHGRACE Sol  
(кремний на изоляторе), H10-CMOS090\_LP (АО «Микрон», г. Зеленоград) и др.

## 2. Текстовое описание схемы рис. 1

Схема МОУ рис.1 включает:

- первый входной каскад подкласса dual-input-stage (VT1-VT4),
- второй входной каскад подкласса dual-input-stage (VT5-VT8),
- промежуточный каскад на основе токовых зеркал ПТ1, ПТ2,
- буферный усилитель (БУ),
- интегрирующую цепь коррекции  $C_{к1}$ ,
- дифференцирующие цепи коррекции  $C_{к2}$ ,  $C_{к3}$ .

Интегрирующая емкость коррекции  $C_{к1}$  обеспечивает заданный запас устойчивости МОУ по фазе. Дифференцирующие конденсаторы  $C_{к2}$ ,  $C_{к3}$  повышают быстродействие МОУ в режиме большого сигнала при работе входных транзисторов в режиме микротоков и практически не влияют на малосигнальную частоту единичного усиления МОУ ( $f_1$ ).

Статический режим МОУ рис. 1 устанавливается источниками тока  $I_1$ -  $I_4$ , которые могут изменяться в широких пределах (единицы микроампер – единицы миллиампер). Это существенно влияет на максимальную скорость нарастания выходного напряжения ОУ (SR), которая достигает наибольших значений в сильноточном режиме VT1-VT8. При миллиамперных токах (1-5 мА) VT1-VT8 эффективность применения цепей коррекции  $C_{к2}$  и  $C_{к3}$  уменьшается [1].

Разомкнутый коэффициент усиления по напряжению МОУ рис. 1 определяется эквивалентным сопротивлением в высокоимпедансном узле  $\Sigma 1$  и существенно зависит от выходного сопротивления токовых зеркал ПТ1 и ПТ2. В качестве токовых зеркал ПТ1, ПТ2 могут применяться более 50 известных схемотехнических решений [2], что обеспечивает получение численных значений  $K_u$  в широком диапазоне (от 10 дБ до 120 дБ). Рациональный выбор токовых зеркал – один из важных этапов проектирования и оптимизации схемы МОУ.

В качестве буферного усилителя (БУ) могут применяться более 30 вариантов схем, отличающихся друг от друга энергетическими и динамическими параметрами.

Таким образом, схема рис. 1 – это некоторая обобщенная схема МОУ, в рамках которой для основных технологических процессов можно реализовать десятки частных вариантов МОУ, отличающихся друг от друга схемотехникой БУ, ПТ1-ПТ2, и, как следствие, динамическими параметрами.

В этой связи компьютерное моделирование обобщенной структурной схемы рис. 1 с идеальными токовыми зеркалами, БУ и источниками тока  $I_1$ - $I_4$  позволяет определить предельные параметры широкого класса практических вариантов построения МОУ с архитектурой рис. 1, к которым необходимо стремиться.

## 3. Компьютерное моделирование МОУ рис. 1

В частном случае схема МОУ рис. 1 исследовалась в среде Orcad 9.2 на моделях транзисторов tsmc\_035\_t65.

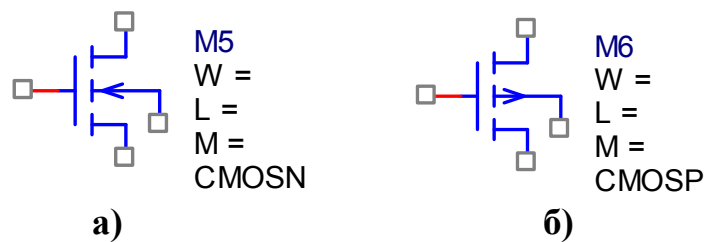


Рис. 2 Графическое изображение транзисторов tsmc\_035\_t65 с p- и n-каналами

На рис. 3 показана схема МОУ рис. 1 в среде Orcad.

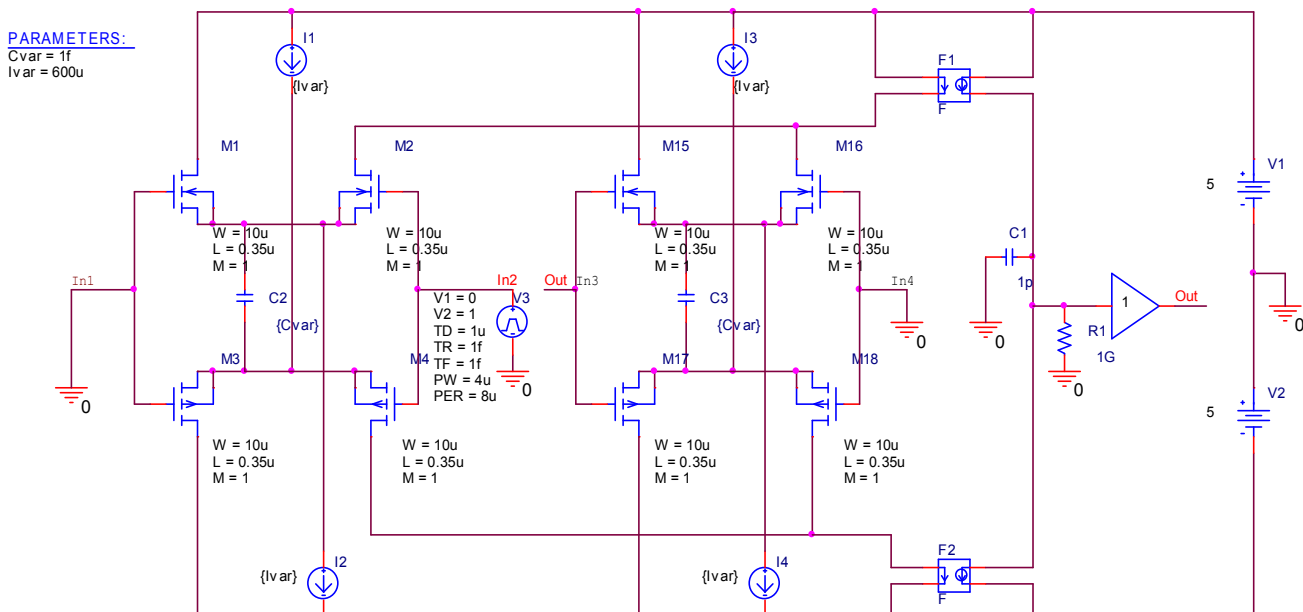


Рис. 3 МОУ рис. 1 в среде Orcad 9.2 на моделях транзисторов tsmc\_035\_t65

#### 4. Ожидаемые параметры и характеристики МОУ

На рисунке 4 представлены результаты компьютерного моделирования схемы рис. 3 – АЧХ коэффициента усиления разомкнутого МОУ при различных значениях тока источников  $I_1=I_2=I_3=I_4=I_{VAR}=600\mu\text{A}\div 2\text{mA}$ ,  $C_{к1}=C_1=1\text{пФ}$ ,  $R_1=1\text{ ГОм}$ ,  $C_{к2}=C_2=C_{к3}=C_3=0$ .

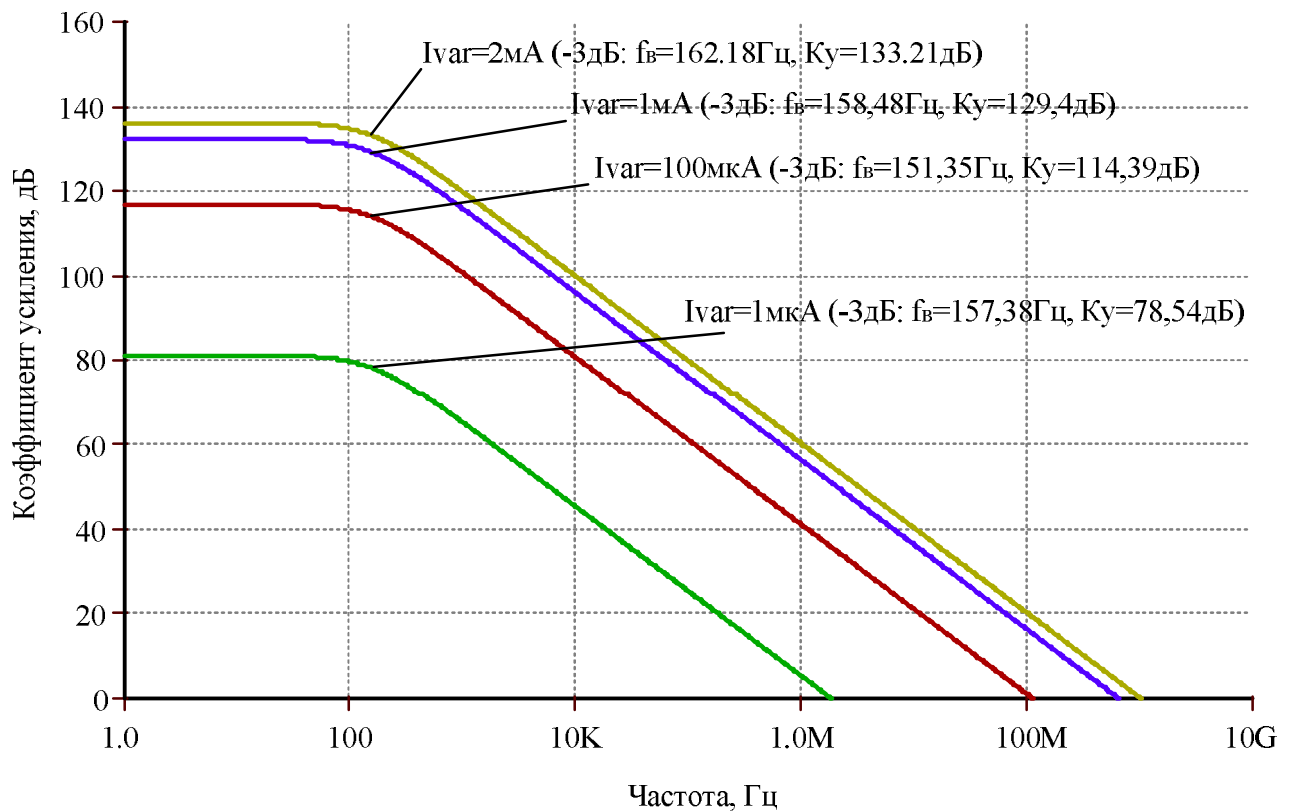
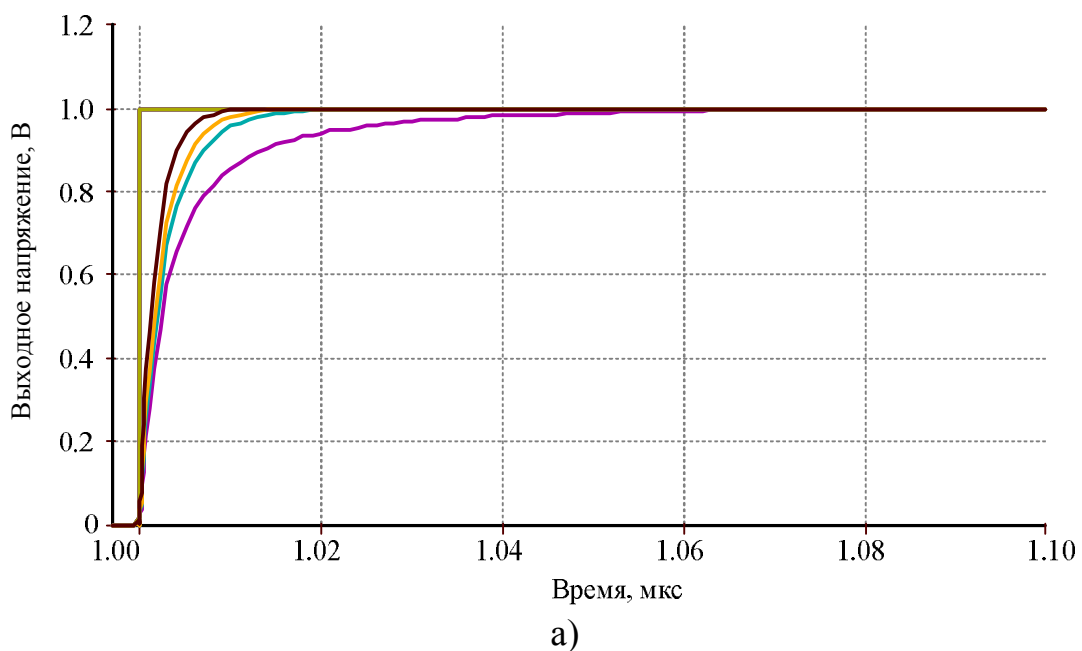


Рис. 4 АЧХ коэффициента усиления схемы разомкнутого МОУ рис. 3 при различных значениях тока источников  $I_1=I_2=I_3=I_4=I_{VAR}=600\mu\text{A}\div 2\text{mA}$ ,  $C_{к1}=C_1=1\text{пФ}$

Компьютерное моделирование влияния токов  $I_1, I_2, I_3, I_4$  на переходные процессы в КМОП МОУ рис. 3 при различных режимах работы ( $C_{к1}=C_1=1\text{пФ}$ ,  $C_{к2}=C_2=C_{к3}=C_3=C_{VAR}=0$ ,  $R_1=1\text{Гом}$ ) иллюстрируют графики рис. 4 (а, б).



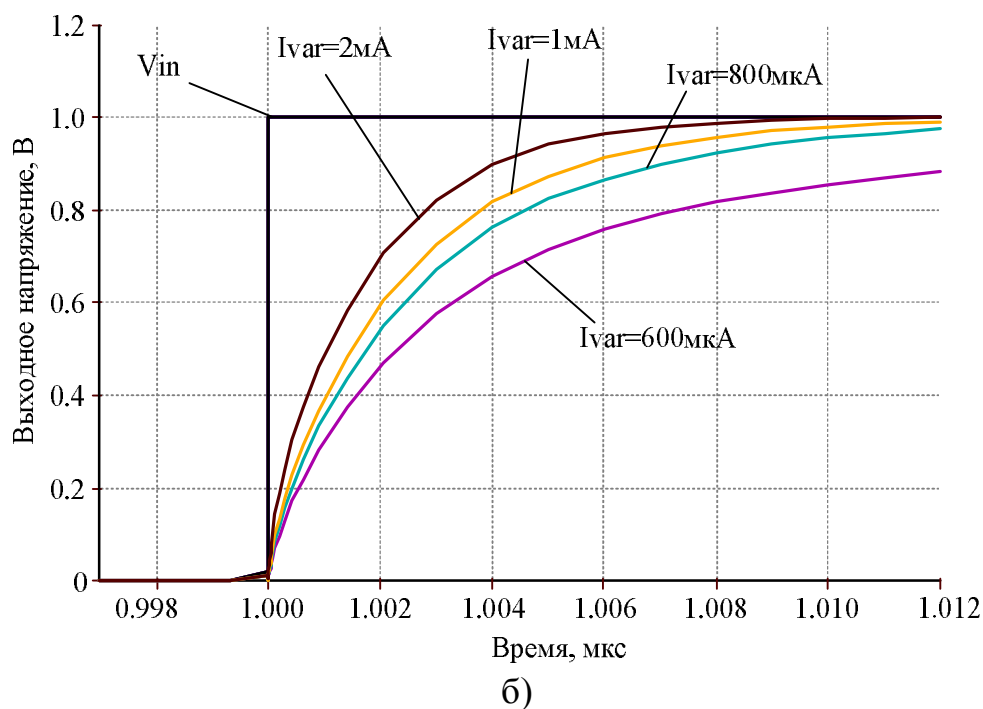


Рис. 5 Осциллограммы входного и выходного напряжения МОУ при токах  $I_1=I_2=I_3=I_4=I_{VAR}=600\text{мкА}\div 2\text{мА}$ ,  $C_{к1}=C_1=1\text{ пФ}$ ,  $C_{VAR}=0$  в исходном (а) и в увеличенном (б) масштабах

Компьютерное моделирование влияния  $C_{к2}$ ,  $C_{к3}$  на переходные процессы в КМОП МОУ рис. 3 при работе его входного каскада (DIS) в микрорежиме ( $I_1=I_2=I_3=I_4=I_{VAR}=600\text{ мкА}$ ,  $C_{к1}=C_1=1\text{ пФ}$ ,  $R_1=1\text{ ГОм}$ ) иллюстрируют графики рис. 6.

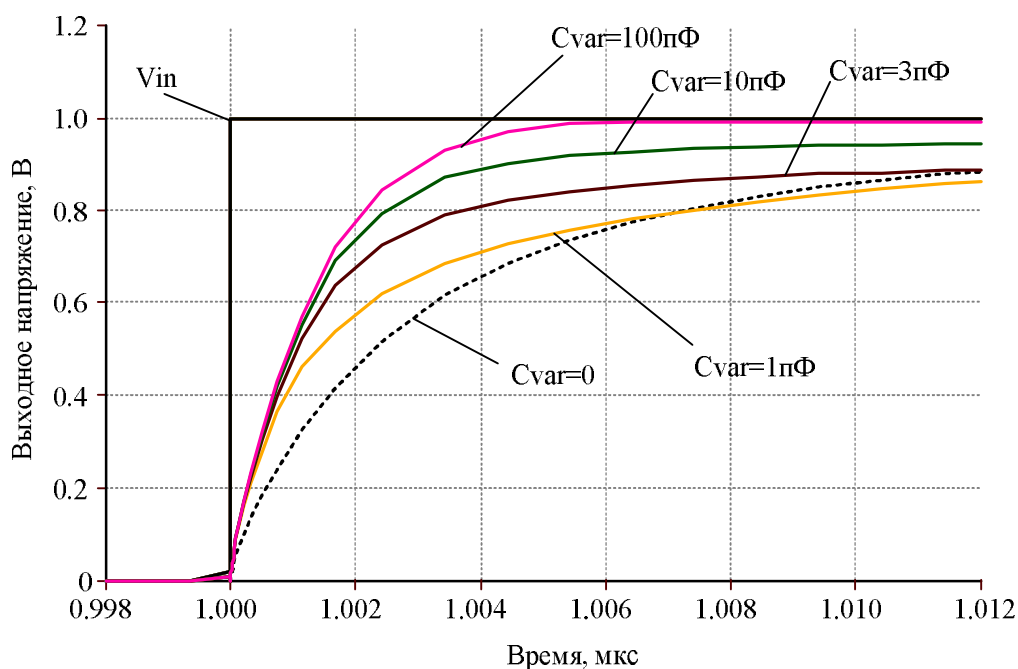


Рис. 6 Переходные процессы КМОП МОУ рис. 3: передний фронт

Зависимости максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ рис. 3 (SR) при токах  $I_1=I_2=I_3=I_4=I_{VAR}=600\text{ мкА}$  при  $C_{к1}=C_1=1\text{ пФ}$  и разных

значениях  $C_{к2}=C_2$  и  $C_{к3}=C_{к3}$ , полученные из графиков рис. 6, представлены в табл.1.

Табл. 1 Зависимость SR при токах  $I_1=I_2=I_3=I_4=I_{VAR}=600$  мкА для разных  $C_{к2}=C_2=C_{к3}=C_3=C_{VAR}=0 \div 100$  пФ

Ёмкость конденсатора $C_{к2}=C_2=C_{к3}=C_3=C_{VAR}$ (пФ)	SR, В/мкс
0	59,7
1	46,5
3	54,42
10	190,47
100	266,66

При этом использовалась следующая формула для расчёта максимальной скорости нарастания выходного напряжения МОУ:

$$SR = \frac{0,9 \cdot U_{\text{вых. макс}} - 0,1 \cdot U_{\text{вых. макс}}}{t_0 - t_1} = \frac{0,9 \cdot U_{\text{вых. макс}} - 0,1 \cdot U_{\text{вых. макс}}}{\Delta t_{\text{уст.}}}, \quad (1)$$

где  $t_0$  ( $t_1$ ) – время, соответствующее амплитуде выходного сигнала  $0,9 \cdot U_{\text{вых. макс}}$  ( $0,1 \cdot U_{\text{вых. макс}}$ );  $\Delta t_{\text{уст.}} = t_0 - t_1$ .

Моделирование показало, что быстродействие рассматриваемого МОУ при отсутствии дифференцирующей цепи коррекции ( $C_{к2}=C_{к3}=0$ ) пропорционально статическим токам  $I_1=I_2=I_3=I_4$ . В то же время в микрорежиме VT1-VT8 скорость нарастания при  $C_{к2}=C_{к3}=0$  существенно уменьшается. Главная причина этого эффекта – уменьшение на один-два порядка напряжения ограничения ( $U_{zp}$ ) драйвера емкости коррекции, включающего VT1-VT8, ПТ1-ПТ2, которая оказывает доминирующее влияние на SR, т.к.  $SR \approx 2\pi f_1 U_{гр}$ , где  $f_1$  – малосигнальная частота единичного усиления скорректированного МОУ,  $U_{zp}$  – напряжение ограничения проходной характеристики драйвера емкости коррекции  $C_{к1}$  (ДСК).

Анализ табл. 1 и рис. 6 показывает, что  $C_{к2}$  и  $C_{к3}$  могут повысить быстродействие МОУ до 5 раз. При этом переходный процесс (рис. 6) имеет два явно выраженных участка – «крутой» и «пологий».

Если SR рассчитывать как максимальную производную выходного напряжения МОУ (не обращая внимания на "пологий" участок переходного процесса), то численные значения SR с  $C_{к2}$  и  $C_{к3}$  будут существенно выше.

Таким образом, компьютерное моделирование показывает, что при статических токах входных транзисторов КМОП МОУ рис.1 на уровне 600 мкА применение дифференцирующей цепи коррекции ( $C_{к2}$  и  $C_{к3}$ ) обеспечивает увеличение SR в 5 раз до уровня 266 В/мкс. При этом, дифференцирующие цепи  $C_{к2}$  и  $C_{к3}$  оказываются неэффективными в сильноточных режимах входного каскада (DIS) (рис.7), т.к. в этом случае диапазон активной работы DIS составляет

единицы вольт. Этого достаточно для получения высоких значений SR и без применения  $C_{к2}$  и  $C_{к3}$ .

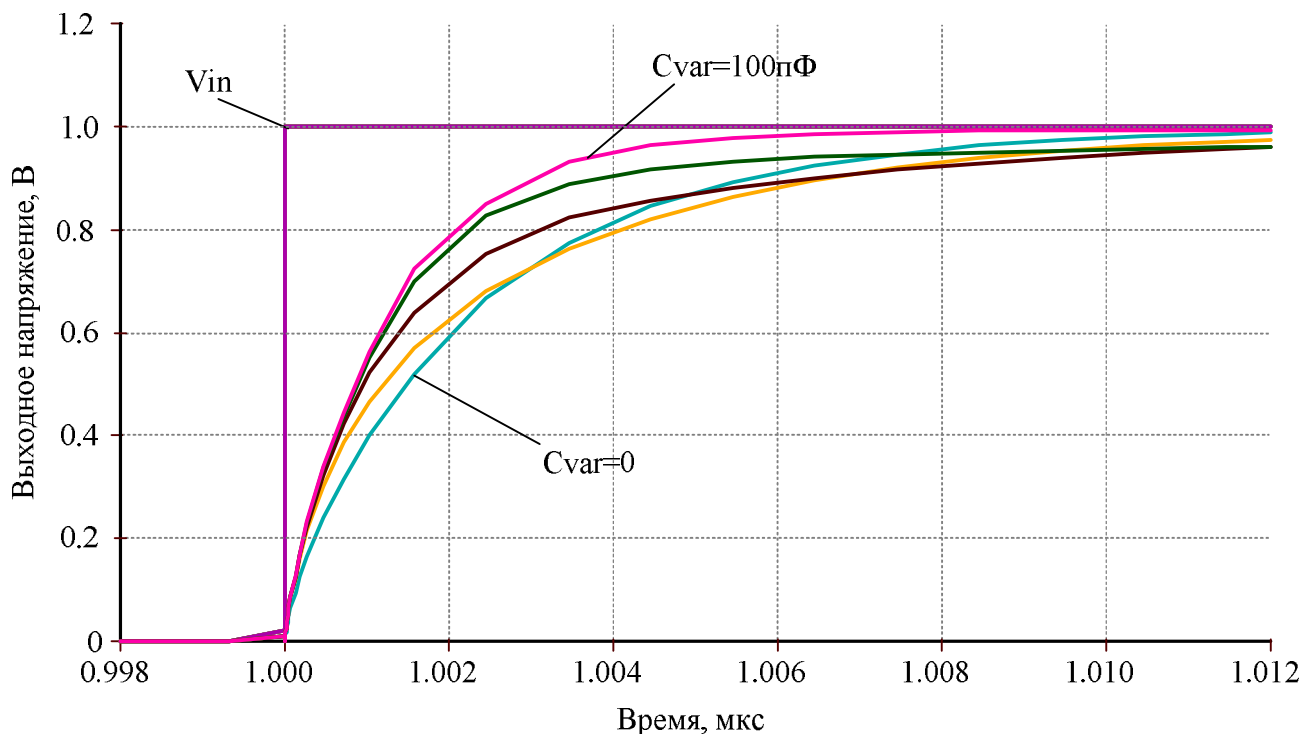


Рис. 7 Осциллограммы входного и выходного напряжения КМОП МОУ рис. 3 в увеличенном масштабе при  $I_1=I_2=I_3=I_4=I_{VAR}=1\text{ мА}$ ,  $C_{к2}=C_2=C_{к3}=C_3=C_{VAR}=0\div 100\text{ пФ}$

Компьютерное моделирование схемы ОУ рис. 3 при  $C_{к1}=C_1=1\text{ пФ}$ , эквивалентном сопротивлении высокоимпедансного узла  $R_i=1\text{ ГОм}$ ,  $I_1=I_2=I_3=I_4=1\text{ мА}$  показывает, что предельный разомкнутый коэффициент усиления МОУ ( $K_u$ ) равен 129дБ, а верхняя граничная частота (по уровню -3дБ) – 158Гц. В конкретных схемах данные параметры существенно зависят от свойств токовых зеркал ПТ1, ПТ2 [2].

## 5. Параметры оптимизации

Практический интерес представляет определение оптимальных значений  $C_{к1}$ ,  $C_{к2}$ ,  $C_{к3}$  и статических токов входных каскадов  $I_1=I_2=I_3=I_4$  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) и буферного усилителя (более 30 модификаций) и т.п.

## 6. Netlist в Spice (рис. 3)

```
1: source OP_AMP
2: I_I2      N13158 N01271 DC {Ivar}
3: M_M17     N01271 OUT N65000 N65000 CMOSP
4: + L=0.35u
5: + W=10u
6: + M=1
7: X_F1      N04513 N01644 N04513 N02052 SCHEMATIC1_F1
8: M_M1      N04513 0 N13158 N13158 CMOSN
9: + L=0.35u
10: + W=10u
11: + M=1
12: I_I4      N65086 N01271 DC {Ivar}
13: M_M4      N13698 IN2 N00905 N00905 CMOSP
14: + L=0.35u
15: + W=10u
16: + M=1
17: V_V3      IN2 0 DC 0 AC 1u
18: +PULSE 0 1 1u 1f 1f 1u 2u
19: M_M15     N04513 OUT N65086 N65086 CMOSN
20: + L=0.35u
21: + W=10u
22: + M=1
23: M_M2      N01644 IN2 N13158 N13158 CMOSN
24: + L=0.35u
25: + W=10u
26: + M=1
27: V_V1      N04513 0 5
28: C_C2      N00905 N13158 {Cvar}
29: X_F2      N13698 N01271 N02052 N01271 SCHEMATIC1_F2
30: V_V2      0 N01271 5
31: C_C3      N65000 N65086 {Cvar}
32: E_GAIN1   OUT 0 VALUE {1 * V(N02052)}
33: I_I3      N04513 N65000 DC {Ivar}
34: M_M18     N13698 0 N65000 N65000 CMOSP
35: + L=0.35u
36: + W=10u
37: + M=1
38: C_C1      0 N02052 1p
39: I_I1      N04513 N00905 DC {Ivar}
40: M_M16     N01644 0 N65086 N65086 CMOSN
41: + L=0.35u
42: + W=10u
43: + M=1
44: R_R1      0 N02052 1G
45: M_M3      N01271 0 N00905 N00905 CMOSP
```



```
46: + L=0.35u
47: + W=10u
48: + M=1
49: .PARAM Cvar=1f Ivar=600u
50: .subckt SCHEMATIC1_F1 1 2 3 4
51: F_F1      3 4 VF_F1 1
52: VF_F1     1 2 0V
53: .ends SCHEMATIC1_F1
54: .subckt SCHEMATIC1_F2 1 2 3 4
55: F_F2      3 4 VF_F2 1
56: VF_F2     1 2 0V
57: .ends SCHEMATIC1_F2
```

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

#### Список литературы:

1. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей: монография / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с. ISBN 5-93834-261-9

2. 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)

3. Design features of high-speed CMOS differential difference operational amplifiers at low static current consumption / Nikolay V. Butyrlagin, Nikolay N. Prokopenko, Eugene M. Savchenko, Alexey S. Budyakov // 26th Telecommunications Forum TELFOR 2018 (TELFOR), 20-21 November, 2018, pp. 1-4.