

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

Библиотека схемотехнических решений

Быстродействующий операционный усилитель с дифференцирующей цепью  
коррекции: модификация ОУ- SR №2

Прокопенко Н.Н., [prokopenko@sssu.ru](mailto:prokopenko@sssu.ru), Бугакова А.В., Бутырлагин Н.В.  
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 СпК.

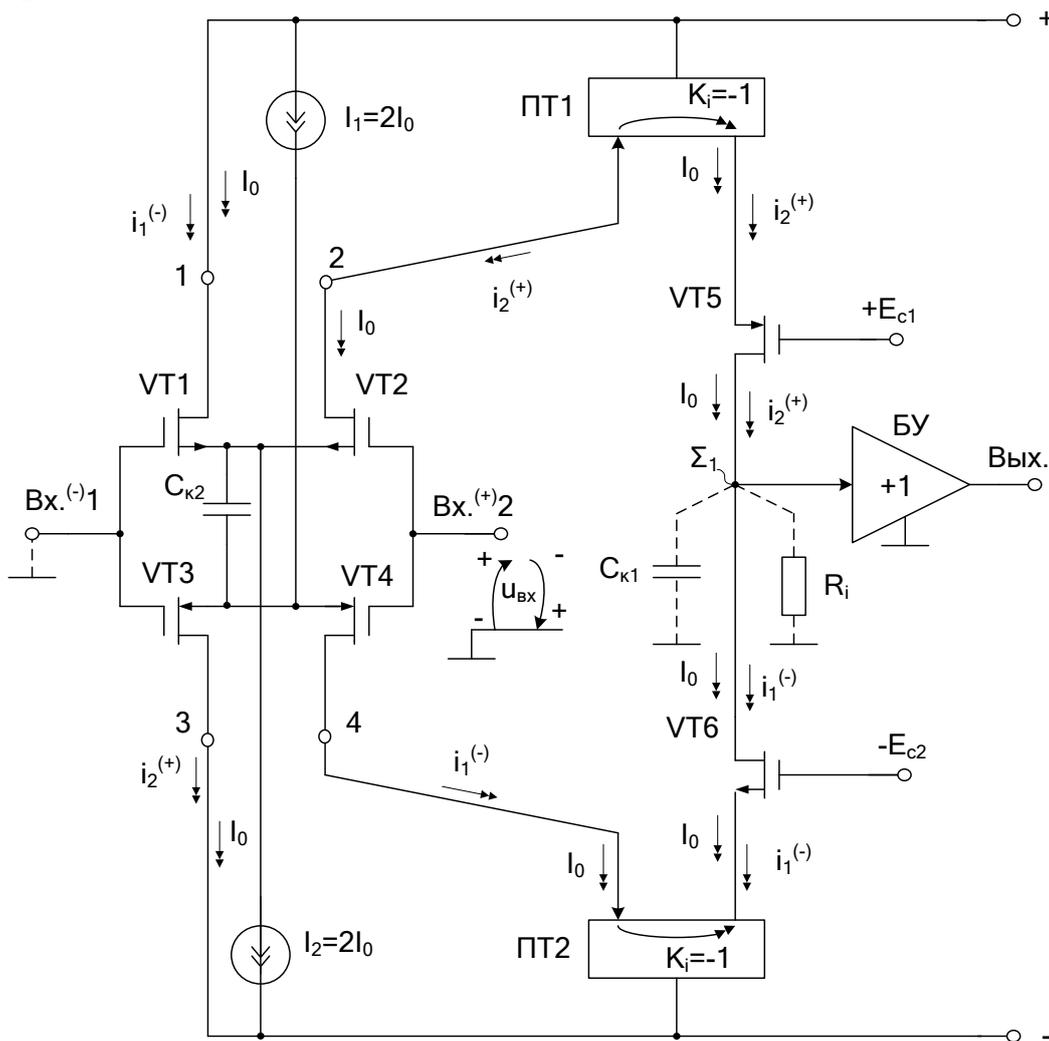


Рис. 1. Быстродействующий КМОП ОУ

Практическая реализация схемы рис. 1 может быть осуществлена в рамках различных технологий: 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) и др.

## 2. Текстовое описание схемы рис. 1

Схема ОУ рис.1 включает:

- входной dual-input-stage (VT1-VT4),
- промежуточный каскад на основе токовых зеркал ПТ1, ПТ2
- выходные транзисторы (VT5-VT6),
- буферный усилитель (БУ),
- интегрирующую цепь коррекции  $C_{к1}$ ,
- дифференцирующую цепь коррекции  $C_{к2}$ .

Интегрирующая емкость коррекции  $C_{к1}$  обеспечивает заданный запас устойчивости ОУ по фазе. Дифференцирующий конденсатор  $C_{к2}$  повышает быстродействие ОУ в режиме большого сигнала при работе входных транзисторов в режиме микротоков и практически не влияет на малосигнальную частоту единичного усиления ОУ ( $f_1$ ).

Статический режим ОУ рис. 1 устанавливается источниками тока  $I_1$  и  $I_2$ , 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-VT4. При миллиамперных токах (1-5 мА) VT1-VT4 эффективность применения цепи коррекции  $C_{к2}$  уменьшается.

Разомкнутый коэффициент усиления по напряжению ОУ 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, 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 ОУ.

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

Таким образом, схема рис. 1 – это некоторая обобщенная схема ОУ, в рамках которой для основных технологических процессов можно реализовать десятки частных вариантов ОУ, 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  $I_1$ ,  $I_2$  позволяет



#### 4. Ожидаемые параметры и характеристики ОУ

Компьютерное моделирование влияния  $C_{к2}$  на переходные процессы в КМОП ОУ рис. 1 при работе его входного каскада (DIS) в микрорежиме ( $I_1=I_2=10$  мкА,  $C_{к1}=1$  пФ) иллюстрируют графики рис. 4.

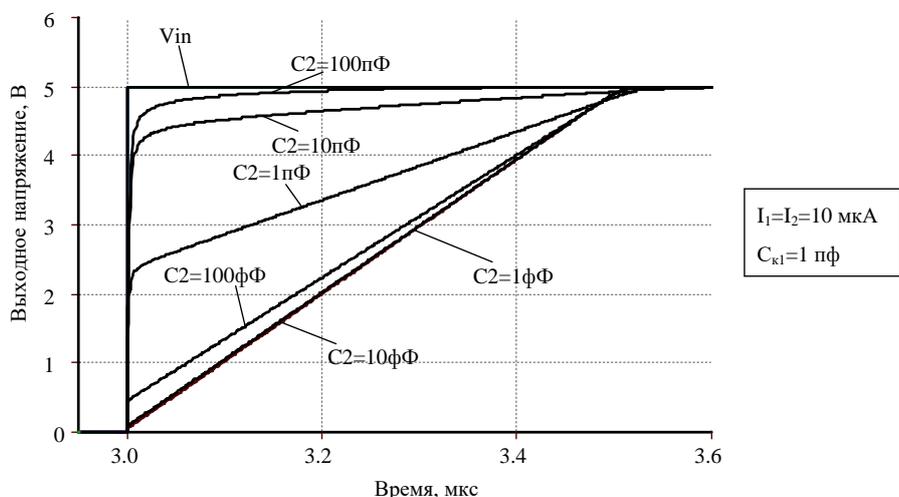


Рис. 4 Переходные процессы КМОП ОУ рис. 3: передний фронт

Зависимости максимальной скорости нарастания выходного напряжения (SR) от численных значений токов  $I_1=I_2=1\div 10$  мкА=var при  $C_{к1}=1$  пФ и разных значениях  $C_{к2}$ , полученные из графиков рис. 4, представлены в табл. 1.

Табл. 1 Зависимость SR от токов  $I_1=I_2=1\div 10$  мкА при разных  $C_{к2}=1$  фФ÷100 пФ

| №               | $I_1=I_2=1$ мкА | $I_1=I_2=10$ мкА |
|-----------------|-----------------|------------------|
| $C_{к2}=1$ фФ   | 1 В/мкс         | 9,73 В/мкс       |
| $C_{к2}=1$ пФ   | 5,94 В/мкс      | 9,30 В/мкс       |
| $C_{к2}=10$ пФ  | 106,6 В/мкс     | 46,97 В/мкс      |
| $C_{к2}=100$ пФ | 190 В/мкс       | 360,63 В/мкс     |

Компьютерное моделирование влияния  $C_{к2}$  на переходные процессы в КМОП ОУ рис. 4 при работе его входного DIS в микрорежиме ( $I_1=I_2=10$  мкА,  $C_{к1}=1$  пФ) иллюстрируют также графики рис. 6.

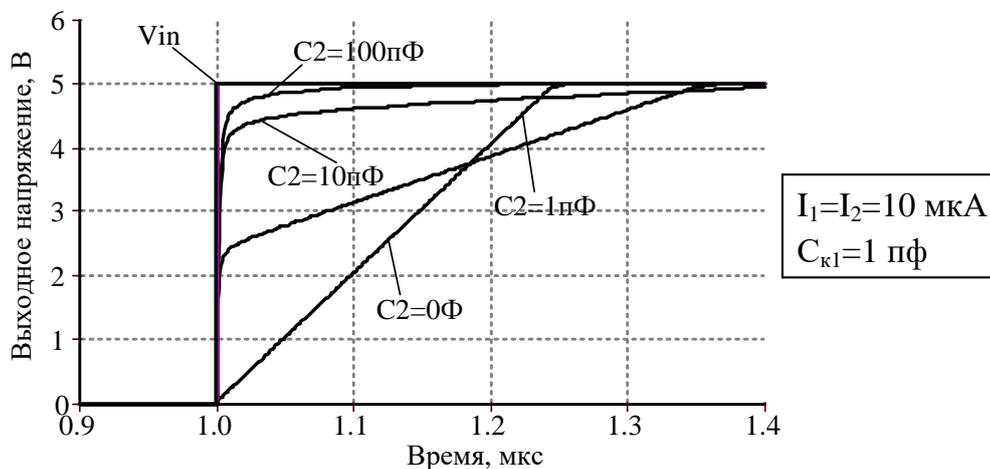


Рис. 6 Переходные процессы КМОП ОУ рис.4: передний фронт

Зависимости максимальной скорости нарастания выходного напряжения (SR) от численных значений токов  $I_1=I_2=10\text{мкА}$  при  $C_{к1}=1\text{пФ}$  и разных значениях  $C_{к2}$ , полученные из графиков рис. 6, представлены в табл. 2.

Табл. 2 Зависимость SR от токов  $I_1=I_2=10\text{ мкА}$  при разных  $C_{к2}=0\text{Ф}\div 100\text{пФ}$

| №                     | $I_1=I_2=10\text{мкА}$ |
|-----------------------|------------------------|
| $C_{к2}=0$            | 19,6                   |
| $C_{к2}=100\text{пФ}$ | 465,11                 |

Моделирование показало, что быстродействие рассматриваемого ОУ при отсутствии дифференцирующей цепи коррекции ( $C_{к2}=0$ ) пропорционально статическим токам  $I_1=I_2$ . В то же время в микрорежиме VT1-VT4 скорость нарастания при  $C_{к2}=0$  существенно уменьшается. Главная причина этого эффекта – уменьшение на один-два порядка напряжения ограничения ( $V_{\text{lim}}$ ) драйвера емкости коррекции, включающего VT1-VT6, ПТ1-ПТ2, которая оказывает доминирующее влияние на SR, т.к.  $SR \approx 2\pi f_1 V_{\text{lim}}$ , где  $f_1$  – малосигнальная частота единичного усиления скорректированного ОУ,  $V_{\text{lim}}$  – напряжение ограничения проходной характеристики драйвера емкости коррекции (ДСк).

Анализ табл. 1,2 и рис. 5,6 показывает, что  $C_{к2}$  может существенно повысить быстродействие ОУ (10-40 раз). При этом переходный процесс (рис. 5,6) имеет два явно выраженных участка – «крутой» и «пологий». Если максимальную скорость нарастания ОУ рассчитывать по формуле, которая усредняет численные значения SR с двумя участками переходного процесса, то положительный эффект от применения  $C_{к2}$  может быть найден из уравнения  $SR \approx 0,9U_{\text{out}}/t_{\text{уст}}$ , где  $t_{\text{уст}}$  – время установления переходного процесса на уровне  $0,9U_{\text{out}}$ ,  $U_{\text{out}}$  – установившееся значение выходного напряжения.

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

Таким образом, компьютерное моделирование показывает, что при статических токах входных транзисторов КМОП ОУ рис.1 на уровне  $1\div 10\text{ мкА}$  применение дифференцирующей цепи коррекции ( $C_{к2}$ ) обеспечивает увеличение SR в 10-40 раз до уровня 360 В/мкс.

При этом, дифференцирующая цепь  $C_{к2}$  оказывается неэффективной в сильноточных режимах входного каскада (DIS), т.к. в этом случае диапазон активной работы DIS составляет единицы вольт. Этого достаточно для получения высоких значений SR и без применения  $C_{к2}$ .

Компьютерное моделирование схемы ОУ рис. 3 при  $C_{к1}=1\text{ пФ}$ , эквивалентном сопротивлении высокоимпедансного узла  $R_i=1\text{ ГОм}$ ,  $I_1=I_2=1\text{мА}$  показывает, что предельный разомкнутый коэффициент усиления  $K_u$  равен 112дБ, а верхняя граничная частота (по уровню -3дБ) – 1,54кГц. В конкретных схемах данные параметры существенно зависят от свойств токовых зеркал ПТ1, ПТ2.

Компьютерное моделирование схемы ОУ рис. 4 при  $C_{к1}=1\text{ пФ}$ , эквивалентном сопротивлении высокоимпедансного узла  $R_i=1\text{ ГОм}$ ,  $I_1=I_2=1\text{мА}$  показывает, что

предельный разомкнутый коэффициент усиления  $K_u$  равен 61,2дБ, а верхняя граничная частота (по уровню -3дБ) – 28,31МГц.

## 5. Параметры оптимизации

Практический интерес представляет определение оптимальных значений  $S_{k1}$ ,  $S_{k2}$  и статических токов входного каскада  $I_1=I_2$  при заданных ограничениях на максимальную скорость нарастания выходного напряжения ОУ, 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: X_F1 VCC N40498 VCC N01683 SCHEMATIC1_F1
3: M_M1 VCC OUT N64541 N64541 CMOSN
4: + L=0.35u
5: + W=10u
6: + M=1
7: X_F2 N57900 VEE N50056 VEE SCHEMATIC1_F2
8: R_R7 N58335 0 1G
9: M_M4 N57900 IN1 N00905 N00905 CMOSP
10:+ L=0.35u
11:+ W=10u
12:+ M=1
13:C_C1 N58335 0 {Cvar}
14:V_V4 N66272 0 -2.7
15:M_M2 N40498 IN1 N64541 N64541 CMOSN
16:+ L=0.35u
17:+ W=10u
18:+ M=1
19:V_V1 VCC 0 5
20:V_V2 0 VEE 5
21:M_M5 N58335 N69217 N01683 N01683 CMOSP
22:+ L=0.35u
23:+ W=10u
24:+ M=1
25:M_M6 N58335 N66272 N50056 N50056 CMOSN
26:+ L=0.35u
27:+ W=10u
28:+ M=1
29:V_V3 N69217 0 2.7
```

```

30:V_V5      IN1 0
31:+PULSE 0 5 1u 1f 1f 1u 2u
32:E_GAIN1   OUT 0 VALUE {1 * V(N58335)}
33:I_I1      VCC N00905 DC 1m
34:I_I2      N64541 VEE DC 1m
35:M_M3      VEE OUT N00905 N00905 CMOSP
36:+ L=0.35u
37:+ W=10u
38:+ M=1
39:.PARAM Cvar=1p
40:.subckt SCHEMATIC1_F1 1 2 3 4
41:F_F1      3 4 VF_F1 1
42:VF_F1     1 2 0V
43:.ends SCHEMATIC1_F1
44:.subckt SCHEMATIC1_F2 1 2 3 4
45:F_F2      3 4 VF_F2 1
46:VF_F2     1 2 0V
47:.ends SCHEMATIC1_F2

```

#### Netlist в Spice (рис.4)

```

1: source OP_AMP
2: M_M6      N01889 N08272 N11938 N11938 CMOSP
3: + L=0.35u
4: + W=10u
5: + M=1
6: I_I2      N13158 VEE DC {Ivar}
7: V_V5      N08498 0 -8
8: M_M11     N50592 N50592 N01236 N01236 CMOSP
9: + L=0.35u
10: + W=10u
11: + M=1
12: M_M7     N11938 N01626 N01236 N01236 CMOSP
13: + L=0.35u
14: + W=10u
15: + M=1
16: M_M1     N50592 OUT N13158 N13158 CMOSN
17: + L=0.35u
18: + W=10u
19: + M=1
20: M_M4     N13698 IN1 N00905 N00905 CMOSP
21: + L=0.35u
22: + W=10u
23: + M=1
24: M_M2     N01626 IN1 N13158 N13158 CMOSN
25: + L=0.35u

```

```

26: + W=10u
27: + M=1
28: V_V3      IN1 0 AC 1u
29: +PULSE 0 5 1u 1f 1f 1u 2u
30: V_V1      N01236 0 10
31: M_M9      N11456 N13698 VEE VEE CMOSN
32: + L=0.35u
33: + W=10u
34: + M=1
35: V_V4      N08272 0 5
36: V_V2      0 VEE 10
37: M_M5      N01889 N08498 N11456 N11456 CMOSN
38: + L=0.35u
39: + W=10u
40: + M=1
41: E_GAIN1   OUT 0 VALUE {1 * V(N01889)}
42: M_M8      N01626 N01626 N01236 N01236 CMOSP
43: + L=0.35u
44: + W=10u
45: + M=1
46: M_M12     N50914 N50914 VEE VEE CMOSN
47: + L=0.35u
48: + W=10u
49: + M=1
50: M_M10     N13698 N13698 VEE VEE CMOSN
51: + L=0.35u
52: + W=10u
53: + M=1
54: C_C1      0 N01889 1p
55: C_C4      N00905 N13158 {Cvar}
56: I_I1      N01236 N00905 DC {Ivar}
57: R_R1      0 N01889 1G
58: M_M3      N50914 OUT N00905 N00905 CMOSP
59: + L=0.35u
60: + W=10u
61: + M=1
62: .PARAM Cvar=0 Ivar=10u

```

Разработка выполнена в рамках гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00122)