

Архитектура СВЧ дифференциальных операционных усилителей с парафазным выходом

Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, А.И. Серебряков

Проблемная лаборатория перспективных технологий и процессов ЦИПБ РАН и ЮРГУЭС, ИТЦ «МИКАН», prokopenko@sssu.ru, budyakovp@gmail.com, sashaag@mail.ru

Аннотация — Рассматриваются особенности построения СВЧ операционных усилителей (ОУ) с дифференциальным входом и дифференциальным выходом, а также результаты компьютерного моделирования кристаллов ОУ на базе техпроцесса SG25H2 (фирма ИНР, Германия).

Ключевые слова — компьютерное моделирование, полностью дифференциальный операционный усилитель, SiGe-технология.

полностью дифференциальных ОУ, активных RC-фильтров гигагерцового диапазона, драйверов дифференциальных линий связи и т.п. В значительной степени этому способствует простота установления статического режима ОУ с ООС при низковольтном питании 1,2÷2,1 В, которое характерно для SiGe-транзисторов с предельными частотами 100÷200 ГГц.

I. ВВЕДЕНИЕ

Применение дифференциального выхода в усилительных каскадах позволяет снизить влияние синфазных помех, уменьшить уровень второй гармоники в спектре выходного сигнала, в два раза увеличить максимальную амплитуду выходного напряжения, снизить эффект «пролезания» цифровых сигналов через подложку в аналого-цифровых микросхемах СВЧ-диапазона. Поэтому задача проектирования таких ОУ является достаточно актуальной.

В качестве усилителей с парафазным выходом применяют классические дифференциальные каскады с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу (ООС, рис. 1).

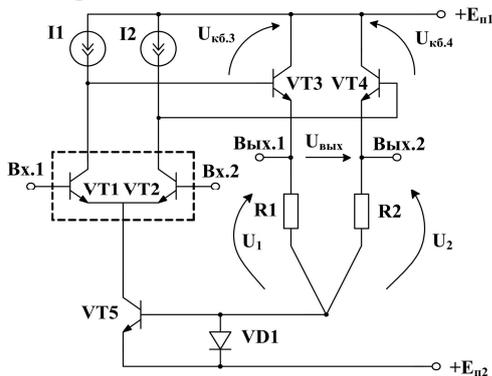


Рис. 1. Классический ОУ с парафазным выходом

В последние годы ОУ данного класса стали более активно использоваться в структуре СВЧ-устройств, реализованных на базе SiGe-технологий [1-10]. Это связано с возможностью построения на их основе

II. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ SiGe ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В БАЗИСЕ ЭЛЕМЕНТОВ ТЕХПРОЦЕССА SG25H2

Совместные с фирмой ИНР (Германия) исследования предельных возможностей ОУ с парафазным выходом [1] позволили выпустить в 2009 г. опытную партию ОУ со структурой рис. 1.

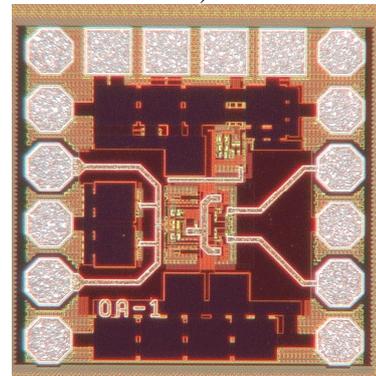
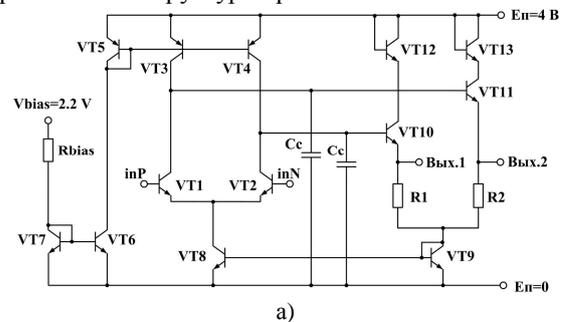


Рис. 2. Схема СВЧ ОУ (кристалл OA-1) с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу на основе токового зеркала VT8, VT9 (а) и его топология (б)

Таблица 1

Параметры СВЧ ОУ (ОА-1)

	Одно- ночный выход, $f_{ср}$, ГГц	Дифферен- циальный выход, $f_{ср}$, ГГц	K_y (разомк- нутый), дБ	Запас по фазе, градусы	Входная точка компрес- сии, дБм	Выходная точка компрес- сии, дБм	Коэф- фици- ент шума, дБ	Напря- жение пита- ния, В	Потреб- ляемый ток, мА
Условия измерения	Уровень -3дБ	Уровень - 6дБ	$R_H=50$ Ом	Одиноч выход	$f_c=2$ ГГц	$f_c=2$ ГГц	$f_c=2$ ГГц		
Численные значения параметра	12,8	24,5	38,4	62	-19,2	-3,8	19	4	16

В таблице 1 приведены результаты моделирования кристалла ОА-1 рис. 2 с учетом паразитных параметров топологии [1].

Статический режим ОУ рис. 2 устанавливается цепью смещения V_{bias} . Коррекция АЧХ обеспечивается конденсаторами C_c . Транзисторы VT12, VT13 ограничивают диапазон изменения напряжений коллектор-база выходных активных элементов VT10, VT11.

Дальнейшее повышение качественных показателей ОУ рассматриваемого класса связано с совершенствованием их схемотехники. В этой связи ниже обсуждаются основные направления модернизации архитектуры рис. 1, рис. 2.

III. МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ПО ВЫХОДУ ОУ ПРИ НИЗКОВОЛЬТНОМ ПИТАНИИ

Недостаток ОУ рис. 1 состоит в том, что при низковольтном питании он имеет небольшой диапазон изменения выходного напряжения U_{max} . Для повышения U_{max} разработана архитектура рис. 3 [7].

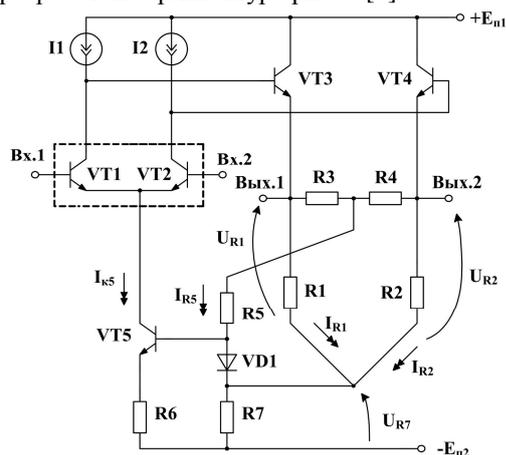


Рис. 3. Архитектура ОУ с двухканальной ООС [7]

Статический режим по току ОУ рис. 3 устанавливается двухполосниками I1 и I2, а также низкоомными резисторами R6 и R7:

$$I_{k5} R_6 \approx (I_{R1} + I_{R2} + I_{R5}) R_7, \\ I_1 \approx I_{s1}, I_2 \approx I_{s2}, \quad (1)$$

$$I_{R5} \ll I_{R1} = I_{R2}.$$

Сравнительно высокоомные резисторы R3, R4, R5 обеспечивают небольшой ток цепи смещения базы транзистора VT5. При этом для увеличения диапазона изменения выходного напряжения усилителя рекомендуется выбирать $U_{R7} = 100 \div 200$ мВ.

Существенные нелинейные искажения сигнала в схеме рис. 3 не возникают, если статическое напряжение коллектор-база транзисторов VT3 и VT4 больше или равно статическим напряжениям на резисторах R1 и R2. Это позволяет составить следующую систему уравнений для потенциальных координат

$$U_{R7} + U_{R1} + U_{\phi 6.3} + U_{\phi 6.3} = E_{n1} + E_{n2}. \quad (2)$$

Учитывая, что $U_{\phi 6.3} = U_{R1}$, из (2) находим оптимальное значение напряжения $U_{R1} = U_{R2}$:

$$U_{R1} \approx \frac{E_{n1} + E_{n2} - 0,7V - U_{R7}}{2}. \quad (3)$$

Если $U_{R7} = 100$ мВ, $E_{n1} = E_{n2} = 1,5$ В, то $U_{R1} \approx 1,1$ В.

Таким образом, в схеме рис. 3 максимальная амплитуда дифференциального выходного сигнала $U_{max} = 2U_{R1} = 2,2$ В при 3 В питании. В исходной схеме усилителя рис. 1 $U_{max} = 1,6$ В.

Если напряжение $E_{n1} = E_{n2} = 1,2$ В, то выигрыш по U_{max} также составляет $\Delta U_m = 1,6 - 1,0 = 0,6$ В.

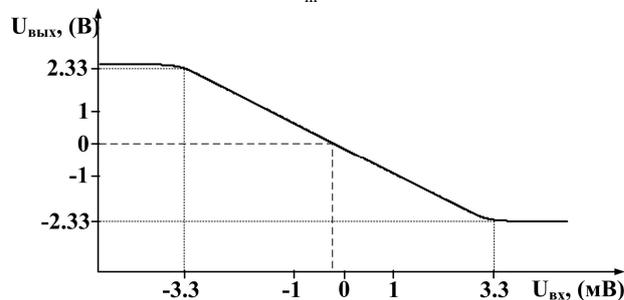


Рис. 4. Амплитудная характеристика ОУ рис. 3 с двухканальной ООС при оптимальном выборе параметров элементов

Анализ характеристик рис. 4 показывает, что модифицированный ОУ имеет на 0,6-0,7 В большую максимальную амплитуду выходного напряжения. Это

весьма существенно для низковольтных (1,2÷1,5 В) аналоговых микросхем.

IV. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОУ С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ ПРИ НИЗКООМНЫХ НАГРУЗКАХ

Низкоомные дифференциальные и недифференциальные нагрузки при небольших β транзисторов не позволяют получить в рамках двухкаскадной структуры ОУ рис. 1 повышенные значения коэффициента усиления по напряжению (K_y).

На рис. 5 приведена архитектура ОУ [4,5], в которой отрицательное влияние R_n на K_y компенсируется противофазной передачей приращений токов баз выходных транзисторов VT4, VT5 в узлы A1 и A2 через специально введенный канал компенсации (ЦК).

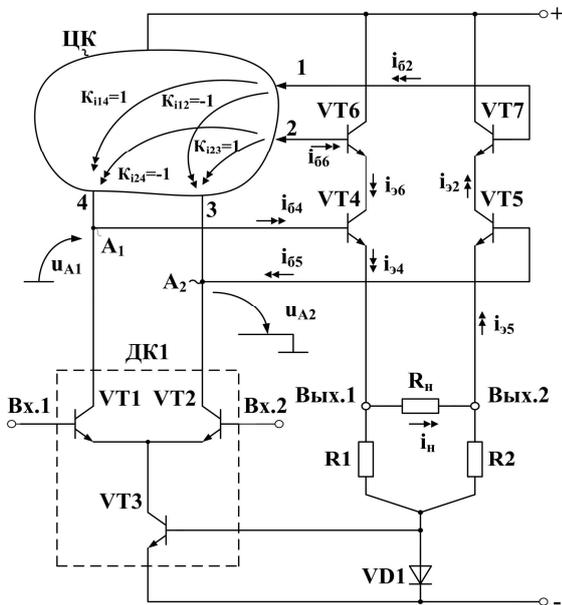


Рис. 5. Метод повышения K_y дифференциального ОУ с низкоомной нагрузкой [5,4]

Коэффициенты передачи по току цепи компенсации K_{i14} , K_{i23} должны быть близки к единице ($K_{i14} = K_{i23} = 1$) при $K_{i12} = K_{i24} = 0$. Если используется цепь компенсации с инверсией по входам 1 и 2 ($K_{i12} = K_{i24} = -1$), то следует выбирать $K_{i14} = K_{i23} = 0$.

Примеры практических схем данного класса приведены на рис. 6 [5] и рис. 7 [4].

Схема рис. 6 эффективна при малых значениях сопротивлений нагрузки, приведенной к узлам A1 (A2):

$$R_{n.эф} = \beta R_n \ll R_{вых.А1} \parallel r_{вых.1} \approx R_{вых.А2} \parallel r_{вых.2}, \quad (4)$$

где β – коэффициент усиления по току базы транзисторов VT5, VT4; $R_{вых.А1}$, $R_{вых.А2}$ – выходные сопротивления дифференциального каскада ДК1, относительно узлов A1, A2, зависящие от напряжения Эрли и статического режима транзисторов VT1, VT2; $r_{вых.1}$ – вы-

ходные сопротивления двухполюсников (I_1 , I_2). Если неравенство (4) не выполняется, то для повышения K_y необходимо принять другие схемотехнические методы, обеспечивающие вначале повышение $R_{вых.А}$ (например, каскодные структуры) и $r_{вых.1}$ (например, токовые зеркала Вильсона), а затем решать вопрос о минимизации влияния на K_y сопротивления нагрузки R_n .

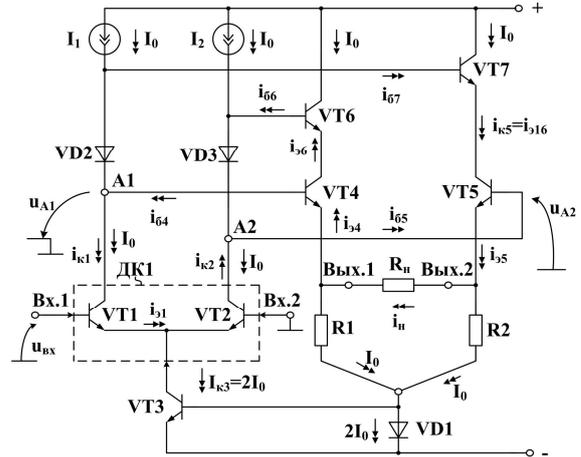


Рис. 6. Операционный усилитель с повышенным K_y при низкоомной нагрузке R_n [5]

Суммарные приращения токов в узлах A1 и A2:

$$i_{A1} = i_{6.4} - i_{6.7} = \frac{u_n}{\beta_4 R_n} \left(1 - \frac{\beta_4}{\beta_7} \right), \quad (5)$$

$$i_{A2} = i_{6.6} - i_{6.5} = \frac{u_n}{\beta_6 R_n} \left(1 - \frac{\beta_6}{\beta_5} \right). \quad (6)$$

При $\beta_4 = \beta_7$, $\beta_6 = \beta_5$, $\beta_4 = \beta_5 \approx \beta$ в коллекторной цепи входного каскада обеспечивается компенсация близких по величине переменных токов, обусловленных влиянием низкоомной нагрузки R_n , что существенно повышает K_y

$$K_y \approx \frac{R_n \beta}{(r_{31} + r_{32}) \left| 1 - \frac{\beta_4}{\beta_7} \right|} \gg \frac{R_n \beta}{r_{31} + r_{32}}, \quad (7)$$

где $r_{31} = r_{32}$ – сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT1, VT2.

Следует заметить, что данный положительный эффект достигается без увеличения статического тока, потребляемого ОУ от источников питания.

В ОУ на базе техпроцесса SG25H2 введение компенсирующих каналов обеспечивается в схеме рис. 7 [4].

Здесь в узлах A1 и A2 приращения токов базы транзисторов VT4 и VT3, связанные с током нагрузки i_n , компенсируются соответствующими приращениями токов базы транзисторов VT6 и VT5, если $R1 = R2 \ll r_{37} = r_{38}$, где $r_{37} = r_{38}$ – сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT7-VT8.

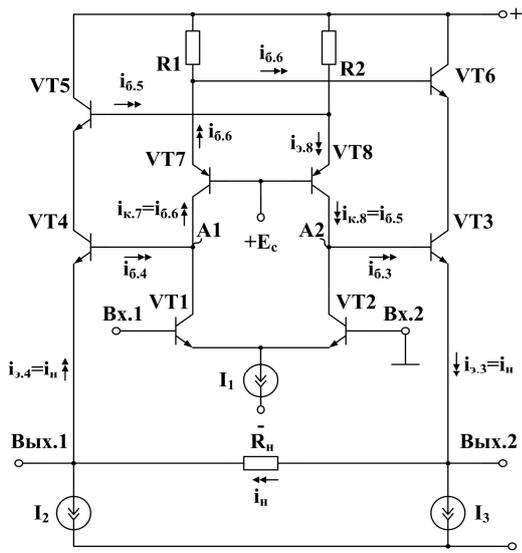


Рис. 7. Операционный усилитель на базе техпроцесса SG25H2

На рис. 8 показана схема другого метода повышения K_u , основанного на формировании противофазных токов базы транзисторов VT5 и VT3, VT4 и VT6, что повышает K_u на порядок [8].

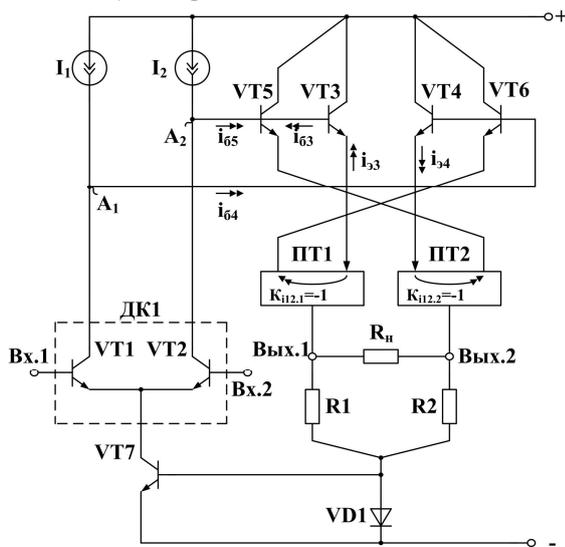


Рис. 8. Способ повышения K_u операционного усилителя

Особенность схемы рис. 8 – взаимная компенсация противофазных изменений токов i_{65} и i_{63} , а также i_{64} и i_{66} . Токые зеркала ПТ1, ПТ2 выполняются по классическим схемам.

V. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ЦЕПЯМИ СОБСТВЕННОЙ И ВЗАИМНОЙ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ РЕЗИСТОРОВ КОЛЛЕКТОРНОЙ НАГРУЗКИ НА КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

При использовании низкоомных резисторов R1, R2 во входном дифференциальном каскаде возможна их нейтрализация (рис. 9).

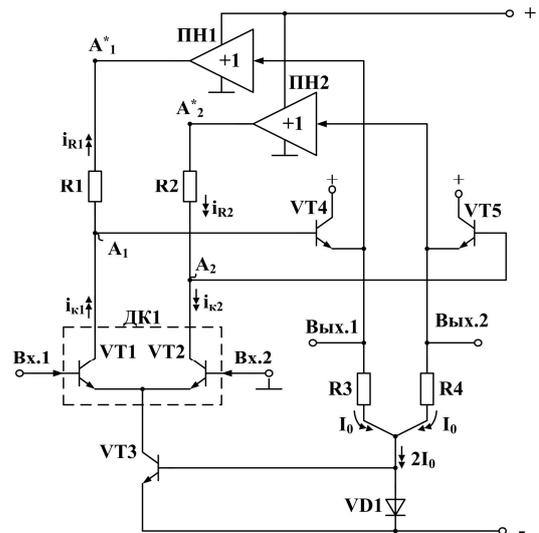


Рис. 9. Архитектура ОУ с цепями компенсации R1 и R2

Для этого вводятся повторители напряжения ПН1 и ПН2, которые реализуются по традиционным схемам как на pnp, так и на npr транзисторах. Эффективность данного метода повышения K_u зависит от рационального построения подсхем ПН1 и ПН2 в условиях малых напряжений питания.

Для SiGe-техпроцесса SGB25VD, внедряемого российскими предприятиями, перспективна архитектура ОУ рис. 10, в основе которой применена идея взаимной компенсации резисторов коллекторной нагрузки $R1=R2=R3=R4=R0$ [3]. Предельный коэффициент усиления по напряжению таких ОУ определяется погрешностью изготовления резисторов $R1 \div R4$, а также точностными параметрами токовых зеркал ПТ1, ПТ2 ($K_{112.1} = 1$, $K_{112.2} = 1$) и погрешностью эмиттерных повторителей VT8, VT7, которая должна быть малой.

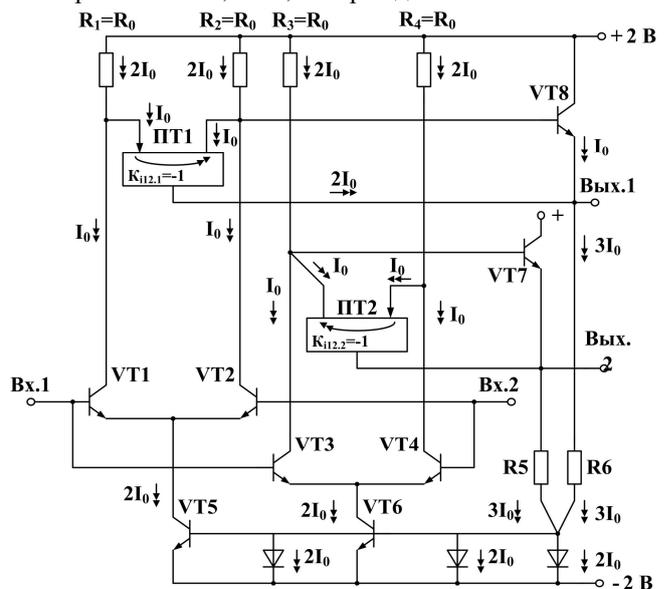


Рис. 10. Операционный усилитель с цепями взаимной компенсации низкоомных резисторов коллекторной нагрузки R1-R4 [3]

Основной схемы рис. 10 являются дифференциальные каскады (ДК) на транзисторах VT1, VT2 и VT3, VT4, в которые вводятся токовые зеркала ПТ1 и ПТ2. Каждый из ДК при сравнительно низкоомных резисторах $R1=R2=R3=R4=R0=0,5 \div 1$ кОм может иметь коэффициент усиления по напряжению до $40 \div 80$ дБ [3]. Этот эффект повышения K_u объясняется взаимной компенсацией импедансов резисторов R1 и R2, R3 и R4, которая, однако, зависит от коэффициента передачи по току токовых зеркал ПТ1, ПТ2 и коэффициентов усиления по напряжению ($K_u=0,99 \div 0,999$) эмиттерных повторителей на транзисторах VT7, VT8.

Амплитудно-частотная характеристика ОУ рис. 10 приведена на рис. 11.

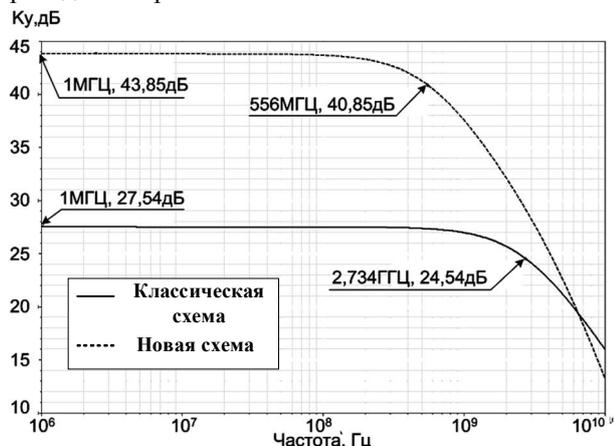


Рис. 11. АЧХ ОУ на моделях интегральных транзисторов фирмы INP

Рациональная коррекция частотных характеристик каждого из дифференциальных каскадов ОУ рис. 10 путем введения емкости $C_{кор}$ в соответствии с рекомендациями [3] позволяет расширить диапазон рабочих частот ОУ в несколько раз.

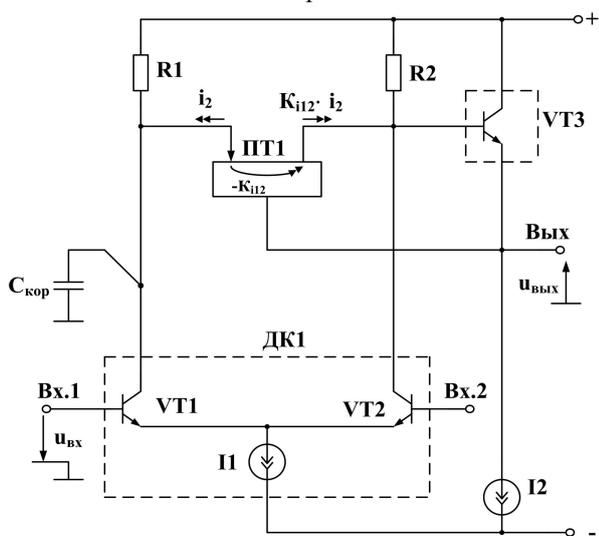


Рис. 12. Способ коррекции АЧХ дифференциального каскада с цепями взаимной компенсации [3]

VI. МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОУ

Расширение полосы пропускания в 2-5 раз в ОУ с парафазным выходом обеспечивается в схеме рис. 13, которая рассмотрена в [9].

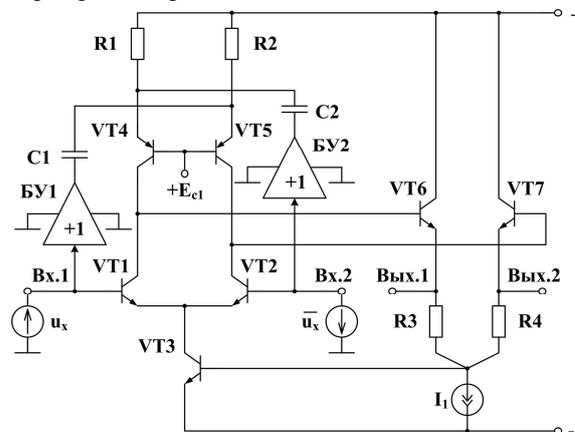


Рис. 13. Метод повышения быстродействия ОУ [9]

Здесь вводится высокочастотный параллельный канал на основе буферных усилителей БУ1, БУ2, которые целесообразно реализовать в виде эмиттерных повторителей.

VII. МУЛЬТИВЫХОДНОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Изменение точки формирования сигнала отрицательной обратной связи по синфазному сигналу в ОУ с архитектурой рис. 1 существенно увеличивает число выходных узлов в схеме, которые могут использоваться для экстракции выходных напряжений и их последующих преобразований, построения, например, rail-to-rail ОУ как с дифференциальными, так и недифференциальными выходами [10].

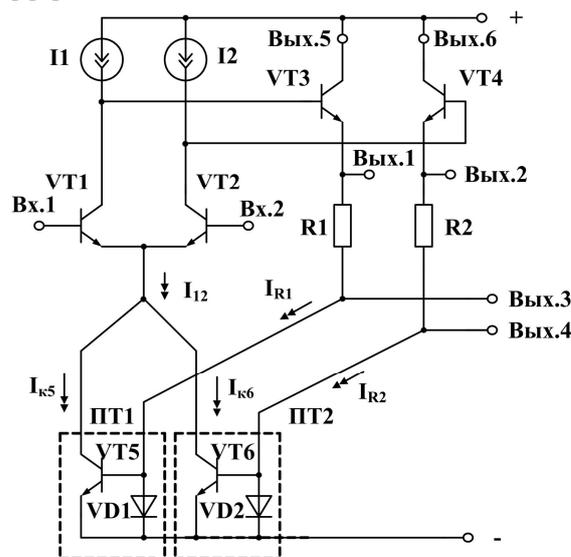


Рис. 14. Базовая схема мультивыходного ОУ [10]

В схеме рис. 14 [10] используются два токовых зеркала ПТ1 и ПТ2 в цепи ООС, сумма выходных токов которых определяется двухполюсниками П1, I2:

$$I_{12} = I_1 + I_2 = \text{const} . \quad (8)$$

Входы токовых зеркал могут подключаться к выходным токовым зеркалам, использоваться для усиления сигнала в следующем дифференциальном каскаде и т.п.

Пример построения ОУ с rail-to-rail выходом, работающим в режиме класса АВ, показан на рис. 15.

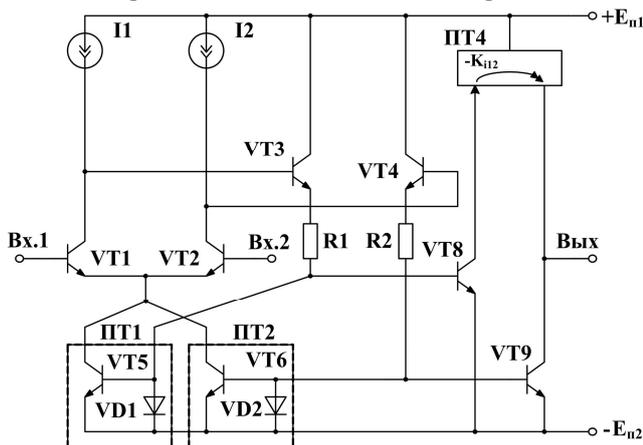


Рис. 15. Пример построения выходного каскада с опцией rail-to-rail [10]

На основе мультывыходного усилителя рис. 14 на базе техпроцесса SGB25VD легко реализуются многокаскадные усилители, так как в данной структуре эмиттерные повторители VT3-VT4 обеспечивают не только усиление сигнала по току, но и «привязку» потенциалов выходов Вых.3, Вых.4 к шине отрицательного источника питания.

VIII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследование основных модификаций дифференциальных операционных усилителей с парафазным выходом показало, что на их основе по технологии SGB25VD, SG25H2 возможна реализация СВЧ микросхем ОУ с диапазоном рабочих частот до 20-30 ГГц.

Применение принципов собственной и взаимной компенсации импедансов в схемотехнике ОУ данного класса, а также рассмотренных методов расширения динамического диапазона и повышения быстродействия позволяет за счет введения структурной избыточности решать задачу их дальнейшего совершенствования с учетом технологических ограничений на элементную базу.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Budyakov, A. Design of Fully Differential OpAmps for GHz Range Applications [Текст] / A. Budyakov, K. Schmalz,

N. Prokopenko, C. Scheytt, P. Ostrovskyy // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : сб. материалов Междунар. науч.-практ. семинара. Ч.1. / ЮРГУЭС. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – С. 106-110.

- [2] Voinigescu, S.P. et al., Design Methodology and Applications of SiGe BiCMOS Cascode Opamps with up to 37-GHz Unity Gain Bandwidth [Text] / S.P. Voinigescu // IEEE CSICS, Techn. Digest, Nov. 2005, pp. 283-286.
- [3] Дифференциальный усилитель с повышенным коэффициентом усиления [Текст] : заявка на патент Российской Федерации; МПК8 Н 03 F 3/34, 3/45. / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Романов В.И. – № 2009138961/09; заявл. 12.10.2009 (259).
- [4] Дифференциальный усилитель с парафазным выходом [Текст] : заявка на патент Российской Федерации; МПК8 Н 03 F 3/45. / Прокопенко Н.Н., Щанстный Д.А., Гришков В.Н. - № 2009146925/09; заявл. 16.12.2009 (264).
- [5] Дифференциальный усилитель с парафазным выходом [Текст] : заявка на патент Российской Федерации; МПК8 Н 03 F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Наумов М.В. – № 2009137691/09; заявл. 12.10.2009 (256).
- [6] Широкополосный операционный усилитель с дифференциальным выходом [Текст] : заявка на патент Российской Федерации; МПК8 Н03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Исанов А.Д.. – № 2009105719/09; заявл. 18.02.2009 (161).
- [7] Пат. 2346382 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/34, 3/45 Дифференциальный усилитель с парафазным выходом [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Конев Д.Н., заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2007145339/09; заявл. 06.12.2007; опубл. 10.02.2009, Бюл. № 4. – 10с.: ил. (96).
- [8] Дифференциальный усилитель с повышенным входным сопротивлением [Текст] : заявка на патент Российской Федерации; МПК8 Н 03 F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Наумов М.В. – № 2009138636/09; заявл. 19.10.2009 (257).
- [9] Дифференциальный усилитель с повышенным входным сопротивлением [Текст] : заявка на патент Российской Федерации; МПК8 Н03F 3/34 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С.– № 2009106161/09; заявл. 20.02.2009 (162).
- [10] Дифференциальный усилитель с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу [Текст] : положительное решение на заявку на патент Российской Федерации; МПК8 Н03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Попов А.С. – № 2007144676/09; заявл. 30.11.2007 (93).

Статья подготовлена в рамках госконтракта П507 ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы».