

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»  
(ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»)

*Н.Н. Прокопенко, В.Г. Манжула, С.С. Белич*

**СХЕМОТЕХНИКА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ  
И АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ  
С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ**

**CIRCUITRY OF THE OPERATIONAL AMPLIFIER  
AND ACTIVE RC FILTERS WITH OUTPUT PARAPHASE**

**Монография**



ШАХТЫ  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2012

УДК 621.375  
ББК 32.846  
П804

**Рецензенты:**

д.т.н., профессор, зав. кафедрой «Радиоэлектронные системы»  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»

***В.И. Марчук***

д.т.н., профессор кафедры  
«Информационные системы и радиотехника»  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»

***В.И. Божич***

к.т.н, доцент кафедры «Системы автоматического управления»  
ФГАОУ ВПО «ЮФУ»

***В.Я. Югай***

**Прокопенко, Н.Н.**

П804     Схемотехника операционных усилителей и активных RC-фильтров с парафазным выходом = Circuitry of the operational amplifier and active RC filters with output paraphrase : монография / Н.Н. Прокопенко, В.Г. Манжула, С.С. Белич. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – 135 с.  
ISBN 978-5-93834-797-7

В монографии рассмотрены схемотехнические приёмы построения операционных усилителей с парафазным выходом и схемы их включения.

Приведены структуры и исследованы свойства активны RC-фильтров и избирательных усилителей с парафазным выходом, обеспечивающих выделение узкого спектра сигналов ВЧ- и СВЧ-диапазонов.

Предназначена для студентов, аспирантов и специалистов.

УДК 621.375  
ББК 32.846

Режим доступа к электронному аналогу печатного издания:  
<http://www.libdb.sssu.ru>

ISBN978-5-93834-797-7

© Прокопенко Н.Н., Манжула В.Г., Белич С.С., 2012  
© ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса», 2012



## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие .....	5
1. Основные параметры и характеристики дифференциальных операционных усилителей (ОУ) при работе с синфазными сигналами.....	7
1.1. Свойства ОУ с парафазным выходом.....	7
1.2. Параметры преобразования синфазного сигнала в мультикаскадных ОУ .....	11
1.3. Погрешности решающих усилителей на основе ОУ при неполном ослаблении синфазных сигналов .....	13
2. Методы введения отрицательной обратной связи по синфазному сигналу (ООС) в операционных усилителях .....	17
2.1. Базовые схемы .....	17
2.2. Дифференциальные усилители с обратной связью по цепи активной нагрузки «перегнутого» каскода .....	19
2.3. Каскодные ДУ с отрицательной обратной связью по цепи базы выходных транзисторов .....	21
2.4. Дифференциальные усилители с обратной связью по эмиттерной цепи «перегнутого» каскода.....	25
2.5. Организация обратной связи в «перегнутых» каскодах с транзисторными делителями выходных токов .....	28
2.6. Практические способы введения обратной связи по синфазному сигналу в классических каскодных дифференциальных усилителях.....	29
2.7. Низковольтный дифференциальный усилитель с двухканальной отрицательной обратной связью по синфазному сигналу .....	31
2.8. Дифференциальный усилитель с нелинейной отрицательной обратной связью.....	34
2.9. Двухкаскадные ОУ с обратной связью по эмиттерной цепи входного каскада .....	39
2.10. Метод введения отрицательной обратной связи в ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах.....	41
2.11. Комплементарные rail-to-rail ОУ .....	44
3. Методы расширения диапазона рабочих частот ОУ с парафазным выходом .....	51
3.1. Основные инерционности двухкаскадных ОУ .....	51
3.2. Операционный усилитель на основе «перегнутого» каскода .....	52
3.3. Схемы ОУ с обобщённым входным дифференциальным каскадом произвольной архитектуры .....	55
3.4. Операционные усилители с местной отрицательной обратной связью по дифференциальному сигналу .....	58

3.5. Широкополосные дифференциальные операционные усилители с параллельными каналами .....	61
3.6. Двухкаскадные ОУ с парафазным выходом и драйверы дифференциальных линий связи на их основе .....	66
3.7. Низковольтный полностью дифференциальный СВЧ ОУ .....	71
3.8. Высокочастотная коррекция в каскодных дифференциальных усилителях с низковольтным питанием .....	74
4. Фазорасщепители сигналов на основе ОУ с парафазным выходом .....	79
4.1. Первая базовая схема .....	79
4.2. Вторая базовая схема .....	84
4.3. Каскодные ОУ с архитектурой микросхемы $\mu A741$ .....	87
4.4. Двухкаскадные ОУ с rail-to-rail выходом .....	92
4.5. Дифференциальные усилители в элементном базисе JFET и Bi-КМОП-транзисторов .....	98
4.6. Схемы каскодных ОУ с парафазным выходом .....	105
4.7. Дифференциальные каскады с выходными эмиттерными повторителями .....	109
5. Избирательные усилители (ИУ) с парафазным выходом .....	113
5.1. Основные параметры и характеристики .....	113
5.2. Схемы ИУ с ёмкостным входом .....	114
5.3. Метод управления динамическими параметрами ИУ на основе «перегнутого» каскода .....	120
5.4. Полосовой биквадратный фильтр на базе СВЧ операционного усилителя .....	126
Заключение .....	129
Библиографический список .....	132

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время проблема проектирования высококачественных аналоговых устройств приобретает решающее значение. Во-первых, сложившиеся диспропорции между уровнями развития аналоговой и цифровой микроэлектроники привели к тому, что надёжность и уровень интеграции реальных электронных систем зависит от успехов аналоговой микросхемотехники и технологии. Во-вторых, многообразие требований к устройствам, образующим аналоговый интерфейс, резко повышает спрос на новые и качественные схемотехнические решения.

Действительно, наиболее «узким местом» в современных системах связи, автоматики и технической диагностики в настоящее время является схемотехника аналоговых устройств, ориентированных на современные технологии. По оценке исполнительного директора фирмы Alex Brown & Sons Дж. Маррела, в ближайшее время наибольшего успеха добьются фирмы, имеющие пакеты патентов на такие изделия и, следовательно, интеллектуальные права. Развитие микроэлектроники будет во многом зависеть от таких «первопроходцев».

Одной из фундаментальных особенностей аналоговых микросхем с дифференциальным входом (приёмников сигналов кабельных линий связи, компараторов напряжений, дифференциальных операционных усилителей, АЦП с дифференциальным входом, дифференциальных инструментальных усилителей, усилителей считывания сигналов различных электромагнитных датчиков, датчиков медицинской аппаратуры, температуры и других физических полей) является подавление синфазной составляющей двух входных напряжений. Это свойство оценивается коэффициентом ослабления входных синфазных сигналов ( $K_{ос.сф}$ ) и его поведением в широком диапазоне частот. Данный коэффициент следует отнести к одному из важнейших параметров прецизионных аналоговых микросхем и IP-модулей с дифференциальным входом. Так, качество ряда SoC-изделий зависит от совместимости на одном кристалле аналоговых и цифровых узлов, эффективности подавления высокочастотных синфазных помех, в том числе по шинам питания и линиям связи.

Анализ публикаций по проблемам синфазной помехоустойчивости аналоговых микросхем с дифференциальным входом и парафазным выходом показал, что их коэффициент ослабления входных синфазных сигналов относится к одному из малоизученных параметров. Известные теоретические выводы о методах его улучшения нуждаются в существенных дополнениях с учётом существующих тенденций перехода на техпроцессы с низковольтным питанием, снижения напряжения Эрли интегральных транзисторов, существенной режимной зависимости динамических параметров транзистора и т.п.

В этой связи исследование архитектуры и схемотехники аналоговых микросхем (АМ) с так называемыми «полными дифференциальными усилителями», обладающих повышенной синфазной помехоустойчивостью, является достаточно актуальной задачей.

Монография посвящена изучению параметрических, схемотехнических и структурных методов повышения синфазной помехоустойчивости дифференциальных усилителей рассматриваемого класса.

В разделе 1 рассмотрены основные параметры и характеристики дифференциальных операционных усилителей (ОУ) при работе с синфазными сигналами, описаны свойства ОУ с парафазным выходом и схемы их включения с внешними отрицательными обратными связями, приведены сведения о параметрах преобразования синфазного сигнала в мультискадных ОУ. Рассмотрены погрешности решающих усилителей при неполном ослаблении синфазных сигналов.

В разделе 2 описываются методы введения обратной связи по синфазному сигналу в операционных усилителях с различной архитектурой.

Раздел 3 посвящён методам расширения диапазона рабочих частот ОУ с парафазным выходом, базирующимся на идеях собственной и взаимной компенсации паразитных ёмкостей, а также введения параллельных высокочастотных каналов.

В разделе 4 рассматриваются свойства фазорасщепителей сигналов на основе ОУ с парафазным выходом, приводится описание методов их построения.

В разделе 5 приведены структуры избирательных усилителей с парафазным выходом, обеспечивающих выделение узкого спектра сигналов, а также формирование двух противофазных выходных напряжений.

Результаты компьютерного моделирования схем ОУ получены с участием аспирантов П.С. Будякова, А.И. Серебрякова, Н.В. Бутырлагина, студента И.В. Пахомова, за что авторы выражают им свою благодарность.

Монография предназначена также для самостоятельной работы аспирантов и студентов магистратуры.

# 1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ (ОУ) ПРИ РАБОТЕ С СИНФАЗНЫМИ СИГНАЛАМИ

---

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. Кроме этого, микросхемы с парафазным выходом обладают большей стойкостью к воздействию радиации. Поэтому изучение таких ОУ является важным этапом подготовки специалистов радиотехнического профиля.

## 1.1. Свойства ОУ с парафазным выходом

Дифференциальный по входу операционный усилитель с потенциальным парафазным выходом (так называемый «полный» ДУ) характеризуется четырьмя коэффициентами передачи входных напряжений  $K_{1,1}^{(-)}$ ,  $K_{1,2}^{(+)}$ ,  $K_{2,1}^{(+)}$ ,  $K_{2,2}^{(-)}$  (рис. 1.1).

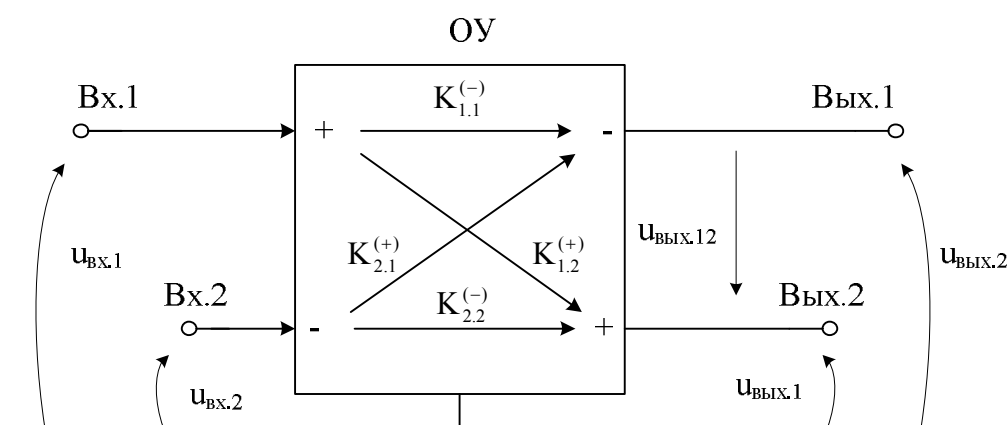


Рис. 1.1. Передача сигналов в ОУ с потенциальным парафазным выходом

Иногда один из входных сигналов отсутствует. В этом случае ОУ обеспечивает так называемое «расщепление фазы входного сигнала» – он преобразует однофазный сигнал в два противофазных.

Типичная схема драйвера дифференциальных линий связи на основе ОУ с общей обратной связью приведена на рис. 1.2.

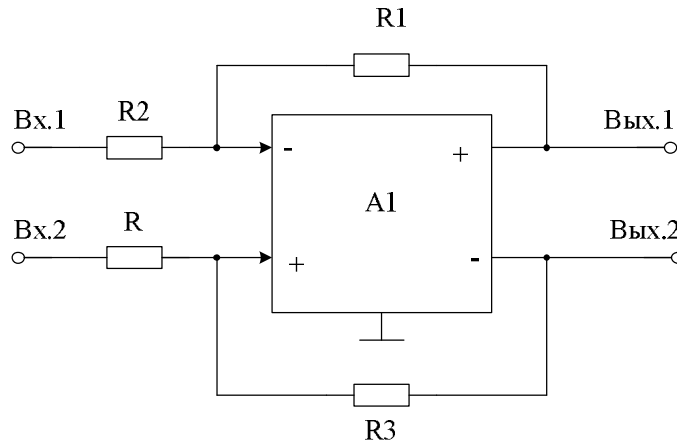


Рис. 1.2. Драйвер дифференциальной связи на основе ОУ с парафазным выходом

На базе схемы рис. 1.2 реализуются также усилители мощности, активные RC-фильтры и многие другие функциональные узлы современной микроэлектроники.

Изменение входных синфазных сигналов ( $u_{вх.1}=u_c$ ,  $u_{вх.2}=u_c$ ) в схеме рис. 1.1 приводит (в связи с неидеальностью, несимметрией и неидентичностью параметров её элементов) к появлению на выходах Вых.1 и Вых.2 и между выходами 1-2 паразитных сигналов

$$u_{вых.1} = K_{c1}u_c, \quad (1.1)$$

$$u_{вых.2} = K_{c2}u_c, \quad (1.2)$$

$$u_{вых.1.2} = (K_{c1} - K_{c2})u_c, \quad (1.3)$$

где  $K_{c1} \ll 1$ ,  $K_{c2} \ll 1$  – коэффициенты передачи синфазных входных напряжений со входов ОУ на первый ( $K_{c1}$ ) и второй ( $K_{c2}$ ) выходы.

Для дифференциального входного сигнала ( $u_{вх.д}=u_{вх.1}-u_{вх.2}$ ) выходные потенциальные координаты определяются по формулам

$$u_{вых.1} = K_{д1}u_{вх}, \quad (1.4)$$

$$u_{вых.2} = K_{д2}u_{вх}, \quad (1.5)$$

$$u_{вых.1.2} = (K_{д1} + K_{д2})u_{вх} \approx 2K_{д}u_{вх}, \quad (1.6)$$

где  $K_{д1} \approx K_{д2} \gg 1$  – коэффициенты усиления дифференциального входного сигнала ОУ рис. 1.1.

Из (1.3) следует, что в ОУ с парафазным выходом обеспечивается в сравнении с традиционным ОУ дополнительное ослабление входного синфазного сигнала  $u_c$ , присутствующего на входах, которое можно охарактеризовать коэффициентом ослабления входных синфазных напряжений для парафазного выхода

$$K_{ос.сф.1-2}^{-1} = \frac{K_{c1}}{2K_{д}} - \frac{K_{c2}}{2K_{д}} = 0,5(K_{ос.сф.1}^{-1} - K_{ос.сф.2}^{-1}),$$

где  $K_{\text{ос.сф.1}}^{-1} = \frac{K_{\text{с1}}}{K_{\text{д}}}$  – коэффициент ослабления входного синфазного сигнала

по первому выходу;  $K_{\text{ос.сф.2}}^{-1} = \frac{K_{\text{с2}}}{K_{\text{д}}}$  – коэффициент ослабления входного

синфазного сигнала по второму выходу.

Таким образом, ослабление синфазных сигналов в ОУ с парафазным выходом определяется разностью коэффициентов ослабления синфазных сигналов для каждого выхода и идентичностью этих параметров. При этом для увеличения  $K_{\text{ос.сф.1-2}}$  необходимо:

- повышать идентичность  $K_{\text{ос.сф.1}}$  и  $K_{\text{ос.сф.2}}$ ;
- за счёт схемотехнических решений уменьшать коэффициенты  $K_{\text{ос.сф.1}}^{-1} \approx 0$ ,  $K_{\text{ос.сф.2}}^{-1} \approx 0$ .

В первом случае, даже при относительно невысоких, но одинаковых значениях  $K_{\text{ос.сф.1}} = K_{\text{ос.сф.2}}$ , общий  $K_{\text{ос.сф.1-2}}$  будет большим.

Во втором случае значительный разброс малых величин  $K_{\text{ос.сф.1}}^{-1}$  и  $K_{\text{ос.сф.2}}^{-1}$ , например 100 %, будет оказывать слабое влияние на численное значение результирующего  $K_{\text{ос.сф.1-2}}^{-1}$ .

Следовательно, ОУ с парафазным выходом в отличие от классических ОУ, имеют дополнительные степени свободы в выборе средств повышения синфазной помехоустойчивости, которые могут реализовываться различными схемотехническими приёмами. Однако из-за технологических разбросов элементов практических схем ОУ основным направлением минимизации ошибки от синфазной составляющей входных напряжений в ОУ рассматриваемого класса является создание условий, при которых обеспечивается малая передача  $u_{\text{с}}$  к выходным узлам схемы ( $K_{\text{ос.сф.1}}^{-1} = 0$ ,  $K_{\text{ос.сф.2}}^{-1} = 0$ ).

В этой связи в разделе 2 рассматриваются такие схемотехнические приёмы.

Дуальным ОУ с потенциальными входами является ОУ с парафазными токовыми выходами (рис. 1.3), который характеризуется параметрами крутизны преобразования  $u_{\text{вх.1}}$ ,  $u_{\text{вх.2}}$  в противофазные выходные токи  $i_{\text{вых.1}}$ ,  $i_{\text{вых.2}}$ . На основе ОУ данного подкласса реализуются так называемые rail-to-rail усилители мощности.

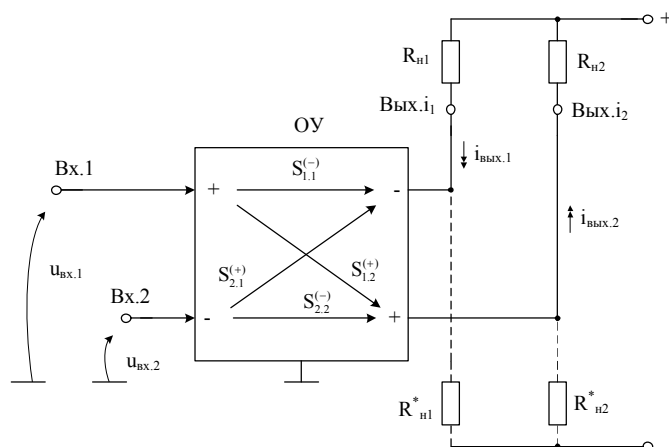


Рис. 1.3. ОУ с парафазным токовым выходом

### Основные схемы включения

На рис. 1.4, в соответствии с [1], приведены методы введения обратных связей в дифференциальных по входу ОУ с парафазным выходом. Их основные параметры – коэффициент обратной связи и дифференциальный коэффициент усиления. Серийные ОУ рассматриваемого класса имеют специальный вход  $U_0$ , потенциал которого (в частном случае нулевой) устанавливается внешней под схемой и определяет уровень выходного синфазного напряжения схемы.

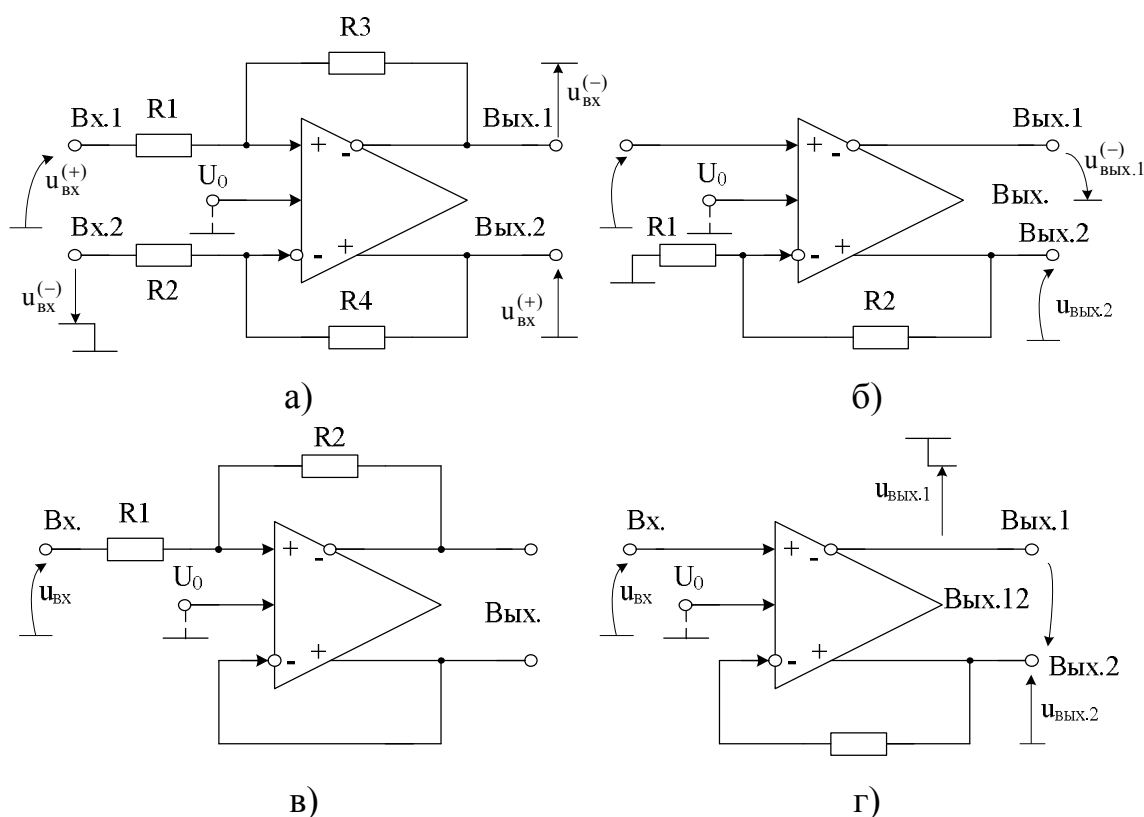


Рис. 1.4. Схемы включения полностью дифференциальных усилителей и их параметры  
(начало; окончание см. на с. 11)



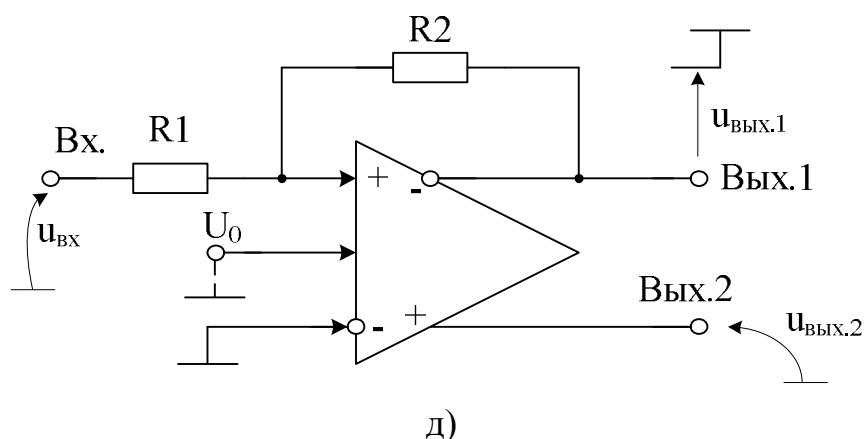


Схема	b1	b2	$K_d$
а	$R1/(R1+R3)$	$R2/(R2+R4)$	$2(1-b1)/(b1+b2)$
б	0	$R1/(R1-R2)$	$2(1-R2/R1)$
в	$R1/(R1-R2)$	1	$2/(1+R1/R2)$
г	0	1	2
д	$R1/(R1-R2)$	0	$2R2/R1$

Рис. 1.4. Окончание (начало см. на с. 10)

## 1.2. Параметры преобразования синфазного сигнала в мультикаскадных ОУ

Способность дифференциального каскада (рис. 1.5) (ДК) усиливать с минимальной погрешностью разность входных напряжений  $u_{c1}$  и  $u_{c2}$  является одним из его важнейших свойств:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_y (u_{c1} - u_{c2}) + u_{\text{ВЫХ.0}}, \quad (1.7)$$

где  $K_y$  – дифференциальный коэффициент усиления;  $u_{\text{ВЫХ.0}}$  – выходное напряжение ошибки, зависящее от уровня синфазного сигнала  $u_c$ :  $u_{\text{ВЫХ.0}} = f(u_{c1}, u_{c2})$ .

При одинаковых приращениях напряжений на базах транзисторов VT1-VT2 (рис. 1.5) на выходе ДК не должно быть какого-либо сигнала. На практике последнее осуществить крайне трудно. Во-первых, транзисторы VT1-VT2 не являются идеальными усилительными элементами. Они имеют конечные сопротивления закрытых коллекторных переходов ( $r_k = 1 \div 5$  МОм) и сравнительно глубокую внутреннюю обратную связь ( $h_{126} \approx \mu \approx 10^{-3} - 10^{-4}$ ).

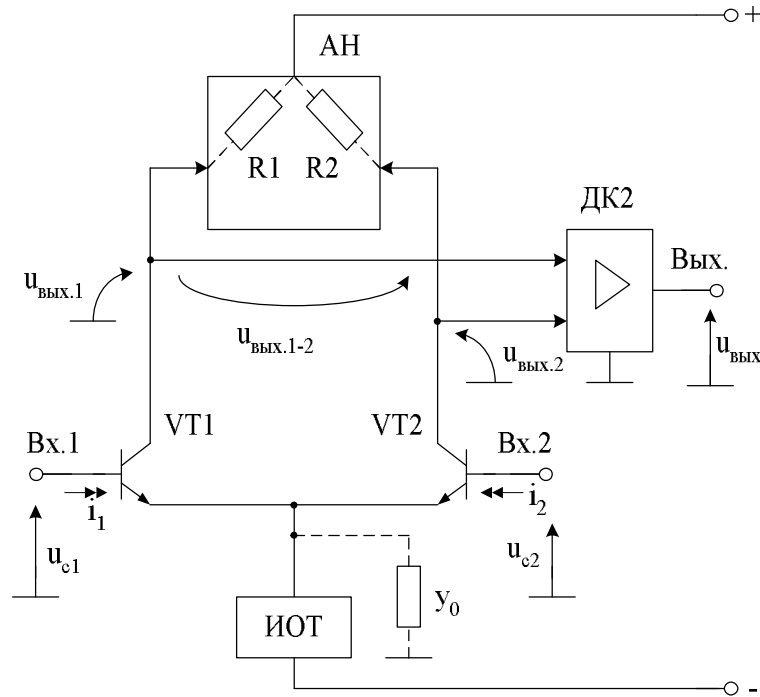


Рис. 1.5. Ослабление синфазных сигналов в двухкаскадном ДУ

Во-вторых, источник опорного тока (ИОТ), устанавливающий статический режим каскада, характеризуется конечным выходным сопротивлением  $R_0 = y_0^{-1}$ . Поэтому эмиттерные токи транзисторов VT1-VT2 при воздействии синфазной составляющей входных напряжений изменяются. В результате совместного действия указанных факторов, а также в связи с разбросом параметров транзисторов на выходе ДК появляется ошибка  $u_{\text{вых.о}}$ , обусловленная синфазными изменениями напряжений  $u_{c1} = u_{c2} = u_c$ :

$$u_{\text{вых.о}} = K_{\text{сф}} u_c, \quad (1.8)$$

где  $K_{\text{сф}}$  – коэффициент передачи синфазных входных напряжений.

Кроме этого, у ДК с симметричным выходом (рис. 1.5) происходит смещение среднего уровня напряжений на резисторах R1, R2, которое является входным синфазным сигналом для второго каскада ОУ:

$$u_{\text{вых.с}} = 0,5(u_{\text{вых.1}} + u_{\text{вых.2}}) = K_{\text{пр.с}} u_c, \quad (1.9)$$

где  $K_{\text{пр.с}}$  – коэффициент преобразования синфазного входного синфазного напряжения  $u_c$  в выходное синфазное напряжение  $u_{\text{вых.с}}$ .

Для объективной оценки свойств различных усилителей недостаточно знать ошибку  $u_{\text{вых.о}}$  на их выходе. Поэтому вводят третий параметр ДК – коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ( $K_{\text{ос.сф}}$ ). Он определяется как отношение синфазного входного напряжения к напряжению ошибки ( $e_{\text{вх.о}}$ ) от этого сигнала, приведённой по входу каскада

$$e_{\text{вх.0}} = u_{\text{вых.0}}/K_y, K_{\text{ос.сф}} = \frac{u_{\text{сф.вх}}}{e_{\text{вх.0}}} = \frac{K_y}{K_{\text{сф}}}. \quad (1.10)$$

Если ОУ содержит два последовательно соединённых ДК, то его результирующий коэффициент ослабления синфазных входных напряжений определяется выражением:

$$K_{\text{ос.сф}\Sigma}^{-1} = K_{\text{ос.сф}}^{-1} + \frac{K_{\text{пр.с}}}{K_y} K_{\text{ос.сф}2}^{-1}, \quad (1.11)$$

где  $K_{\text{ос.сф}}$ ,  $K_{\text{пр.с}}$ ,  $K_y$  – параметры первого каскада;  $K_{\text{ос.сф}2}$  – параметр второго каскада.

Синфазное изменение напряжений  $u_{c1}$  и  $u_{c2}$  приводит также к изменению входных токов ДК ( $i_1$ ,  $i_2$ ) (рис. 1.5). Степень влияния синфазного сигнала на приращения входных токов определяется входными проводимостями для синфазных входных напряжений:

$$Y_{\text{сф}}^{(+)} = Y_{\text{вх.сф}1} = i_1 u_{c1}^{-1} \Big|_{u_{c1} = u_{c2}}, \quad Y_{\text{сф}}^{(-)} = Y_{\text{вх.сф}2} = i_2 u_{c2}^{-1} \Big|_{u_{c1} = u_{c2}}. \quad (1.12)$$

Для рассматриваемого ДК (рис. 1.5) данные параметры зависят от характеристик элементов следующим образом:

$$Y_{\text{сф}}^{(+)} = Y_{\text{вх.сф}1} \approx h_{22\delta-1} + (1 + h_{21\delta-1}) \left( 0,5y_0 + \frac{h_{12\delta-2} - h_{12\delta-1}}{h_{11\delta-1} + h_{11\delta-2}} \right), \quad (1.13)$$

$$Y_{\text{сф}}^{(-)} = Y_{\text{вх.сф}2} \approx h_{22\delta-2} + (1 + h_{21\delta-2}) \left( 0,5y_0 + \frac{h_{12\delta-1} - h_{12\delta-2}}{h_{11\delta-1} + h_{11\delta-2}} \right), \quad (1.14)$$

где  $h_{ij\delta-k}$  – h-параметры k-го транзистора при включении по схеме с общей базой;  $y_0$  – выходная проводимость источника опорного тока.

### 1.3. Погрешности решающих усилителей на основе ОУ при неполном ослаблении синфазных сигналов

Погрешности неинвертирующих решающих усилителей (РУ) существенно зависят от коэффициента ослабления входных синфазных сигналов входного дифференциального каскада ОУ. Так, в классическом РУ (рис. 1.6) реальное выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  (при отсутствии разброса от номинала сопротивлений резисторов обратной связи) будет несколько отличаться от идеального  $u_{\text{вых}}^0$  [2]:

$$u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вых.0}} \left[ 1 - \frac{1}{T} - \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} - R^{(+)} Y_{\text{сф}}^{(+)} (1 - N_c) \right], \quad (1.15)$$

где  $N_c = \frac{R^{(-)}y_{\text{сф}}^{(-)}}{R^{(+)}y_{\text{сф}}^{(+)}}$  – коэффициент асимметрии РУ по входам;  $T$  – петлевое

усиление РУ по напряжению  $T = K_y \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ;  $y_{\text{сф}}^{(-)}$ ,  $y_{\text{сф}}^{(+)}$  – входные проводимости ОУ для синфазного сигнала по инвертирующему и неинвертирующему входам;  $R^{(-)} = R_1 \parallel R_2$ ,  $R^{(+)} = R_3 \parallel R_4$ .

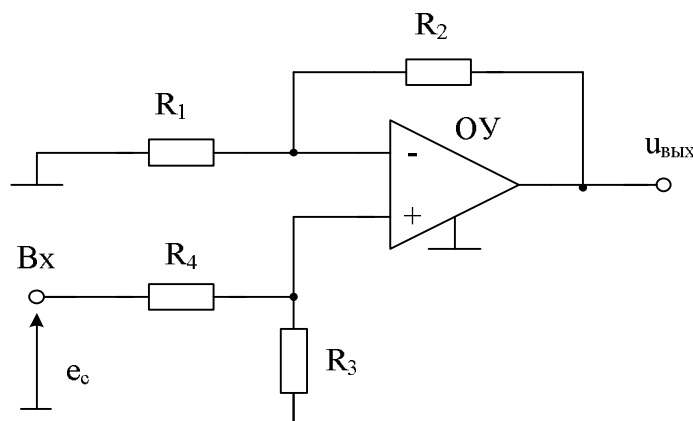


Рис. 1.6. Неинвертирующее включение ОУ

В частном случае при  $R_2 = 0$  (100%-я обратная связь):

$$u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вых.0}} \left[ 1 - \frac{1}{K_y} - \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} - R^{(+)}y_{\text{сф}}^{(+)} \right]. \quad (1.16)$$

Если сигнал подаётся непосредственно на неинвертирующий вход ( $R_4 = 0$ ), то

$$u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вых.0}} \left[ 1 - \frac{1}{T} - \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} + R^{(-)}y_{\text{сф}}^{(-)} \right]. \quad (1.17)$$

Из (1.9) следует, что коэффициент ослабления синфазных сигналов  $K_{\text{ос.сф}}$  таким же образом влияет на погрешность решающего усилителя (рис. 1.6), что и петлевое усиление  $T$ . При этом влияние асимметрии входных проводимостей по синфазному сигналу становится заметным, если

$$\left| R^{(-)}y_{\text{сф}}^{(-)} - R^{(+)}y_{\text{сф}}^{(+)} \right| > \frac{1}{T}, \quad (1.18)$$

$$\left| R^{(-)}y_{\text{сф}}^{(-)} - R^{(+)}y_{\text{сф}}^{(+)} \right| > \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}}. \quad (1.19)$$

Из уравнения (1.15) также следует, что повышение петлевого усиления  $T$  с целью снижения погрешности РУ нецелесообразно, если  $K_{\text{ос.сф}} < T$ .

Частотная зависимость  $K_{\text{ос.сф}} = \varphi(\omega)$  вызывает «деформацию» амплитудно-частотной характеристики замкнутых решающих усилителей с  $K_{\Pi} \geq 1$ , на которую не всегда обращают внимание разработчики аналоговых устройств. Действительно вектор погрешности коэффициента передачи  $K_{\Pi}$  замкнутого ОУ со 100%-й обратной связью и нулевым выходным сопротивлением может быть определён по формуле [2]

$$\delta \dot{K}_{\Pi} = 1 - \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}^*} \approx \frac{1}{\dot{K}_y} + \frac{1}{\dot{K}_{\text{ос.сф}}}, \quad (1.20)$$

где  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  – комплекс выходного напряжения реального ( $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ ) и идеального ( $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}^*$ ) решающих усилителей;  $\dot{K}_y$  – комплексный коэффициент усиления по напряжению разомкнутого ОУ;  $\dot{K}_{\text{ос.сф}}$  – комплексный коэффициент ослабления входных синфазных сигналов.

Если  $\dot{K}_y$  и  $\dot{K}_{\text{ос.сф}}$  аппроксимировать передаточными функциями первого порядка

$$\dot{K}_y = \frac{K_y}{1 + j\tau_b\omega}; \quad \dot{K}_{\text{ос.сф}} = \frac{\dot{K}_{\text{ос.сф}}}{1 + j\tau_c\omega}, \quad (1.21)$$

$$\text{то } \delta \dot{K}_{\Pi} \approx K_y^{-1} + K_{\text{ос.сф}}^{-1} + j\omega \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_{c1}} \right) = K_{y.\text{сф}} + j\omega\tau_{\Sigma}, \quad (1.22)$$

где  $\omega_1 = \frac{K_y}{\tau_b}$  – частота единичного усиления дифференциального сигнала

ОУ;  $\omega_{c1} = \frac{K_{\text{ос.сф}}}{\tau_c}$  – частота единичного ослабления синфазного сигнала;

$\tau_{\Sigma} = \tau_1 + \tau_{c1}$  – эквивалентная постоянная времени ОУ;  $K_{y.\text{сф}} = K_y^{-1} + K_{\text{ос.сф}}^{-1}$  – статическая ошибка.

Таким образом, частотная ошибка усиления сигнала РУ (рис. 1.6) зависит не только от частоты единичного усиления ОУ, которая для современных аналоговых микросхем измеряется сотнями мегагерц, но и от частоты единичного ослабления входного синфазного сигнала  $\omega_{c1}$ , которая в большинстве случаев значительно меньше  $\omega_1$ .

Дополнительно следует остановиться на влиянии входных проводимостей  $y_{\text{сф}}^{(+)}$  и  $y_{\text{сф}}^{(-)}$  на погрешности РУ, которые следует учитывать, если произведения  $R^{(+)}y_{\text{сф}}^{(+)}$ ,  $R^{(-)}y_{\text{сф}}^{(-)}$  соизмеримы с  $K_y^{-1}$  и  $K_{\text{ос.сф}}^{-1}$ . Численные

значения входных сопротивлений ОУ для синфазного сигнала  $R_{сф}^{(+)} = [y_{сф}^{(+)}]^{-1}$ ,  $R_{сф}^{(-)} = [y_{сф}^{(-)}]^{-1}$ , когда этим влиянием можно пренебречь, определяются из (1.13), (1.14) формулами:

$$R_{сф}^{(+)} > R^{(+)}K_y, \quad R_{сф}^{(-)} > R^{(-)}K_y. \quad (1.23)$$

Из (1.15) следует, что входные сопротивления для синфазных сигналов оказывают существенное влияние на погрешности РУ. Прежде всего это проявляется при высокоомных резисторах обратной связи, а также в прецизионных ОУ с повышенным коэффициентом усиления  $K_y$ .

Таким образом, приведённый выше пример оценки предельных параметров одного из наиболее распространённых функциональных узлов аналоговых интерфейсов – неинвертирующего решающего усилителя – показывает, что параметры ОУ, определяющие его поведение на синфазном сигнале, оказывают в ряде случаев доминирующее влияние на статические и динамические погрешности.

В этой связи большой практический интерес представляет развитие структурных и схемотехнических методов улучшения  $K_{ос.сф}$ ,  $y_{сф}^{(+)}$ ,  $y_{сф}^{(-)}$  прецизионных операционных усилителей, дополняющих известные схемотехнические приёмы.

## 2. МЕТОДЫ ВВЕДЕНИЯ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО СИНФАЗНОМУ СИГНАЛУ (ООС) В ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Классические двухкаскадные дифференциальные операционные усилители (ОУ) с парафазным выходом стали основой многих серийных аналоговых микросхем. ОУ данного класса широко применяются в структуре СВЧ-устройств, реализованных на базе SiGe-технологий. Это связано с возможностью построения на их основе активных RC-фильтров гигагерцевого диапазона для современных и перспективных систем связи, драйверов дифференциальных линий связи между СФ-блоками А/д и D/а-классов и т.п. В значительной степени этому способствует простота установления статического режима ОУ при низковольтном питании ( $1,2 \div 2,1$  В), которое характерно для SiGe-транзисторов с предельными частотами  $120 \div 160$  ГГц.

### 2.1. Базовые схемы

Более 70 % ОУ с парафазным выходом реализуются с использованием двух базовых схем введения отрицательной обратной связи по синфазному сигналу, которая обеспечивает не только повышение  $K_{oc.cф}$ , но стабилизирует статический режим активных элементов (рис. 2.1, 2.2, 2.3).

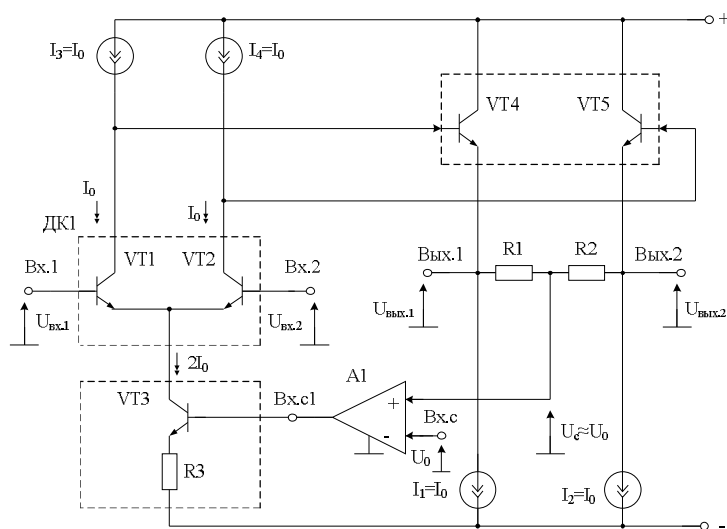
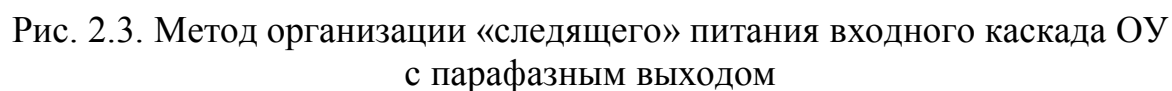


Рис. 2.1. Введение обратной связи по синфазному сигналу в двухкаскадном ОУ с парафазным выходом по эмиттерной цепи входного ДК1

В схеме рис. 2.1 ООС «подбирает» суммарный ток общей эмиттерной цепи таким образом, чтобы коллекторные токи транзисторов VT1-VT2 соответствовали токам источников опорного тока  $I_3, I_4$ . При этом уровень выходного синфазного напряжения ОУ будет определяться численными значениями опорного напряжения  $U_0$ , которое в частном случае может быть близко к нулю.



На рис. 2.3 приведена схема ОУ, в которой созданы условия по стабилизации напряжения коллектор-база входных транзисторов VT1-VT2, которое не зависит от уровня входных синфазных напряжений  $u_c = 0,5(u_{BX1} + u_{BX2})$ .





Действительно, если на вход «Вх.1» усилителя обратной связи А1, сравнивающего выходной синфазный сигнал ОУ с напряжением на инвертирующем входе А1, подать (например, из общей эмиттерной цепи каскада на транзисторах VT1, VT2) напряжение, пропорциональное входному синфазному сигналу  $u_c$ , то за счёт ООС в данной схеме напряжения коллектор-база VT1, VT2 не будут изменяться под влиянием  $u_c$ . Как показано в [3], это повышает  $K_{oc.cф}$  входного каскада. Кроме этого, в ряде случаев, например, когда одно из входных напряжений ОУ равно нулю, т.е. входной синфазный сигнал отсутствует, данные ОУ выполняют функции преобразователя однофазного входного сигнала в два противофазных. Особенность ОУ данного подкласса – возможность получения нулевого уровня выходных синфазных напряжений в статическом режиме при  $u_c=0$ , что облегчает их согласование с последующими функциональными узлами измерительной системы или аналогового интерфейса.

В частных случаях ООС по синфазному сигналу может вводиться с выхода А1 по эмиттерной или коллекторной цепи входного каскада.

## 2.2. Дифференциальные усилители с обратной связью по цепи активной нагрузки «перегнутого» каскада

В дифференциальных усилителях с архитектурой «перегнутого» каскада рис. 2.4 отрицательная обратная связь по синфазному сигналу (ООС) формируется подсхемой А1 и вводится через симметричную подсхему активной нагрузки А2. Ко входам Вх.1, Вх.2 подключаются выходы классических параллельно-балансного каскада.

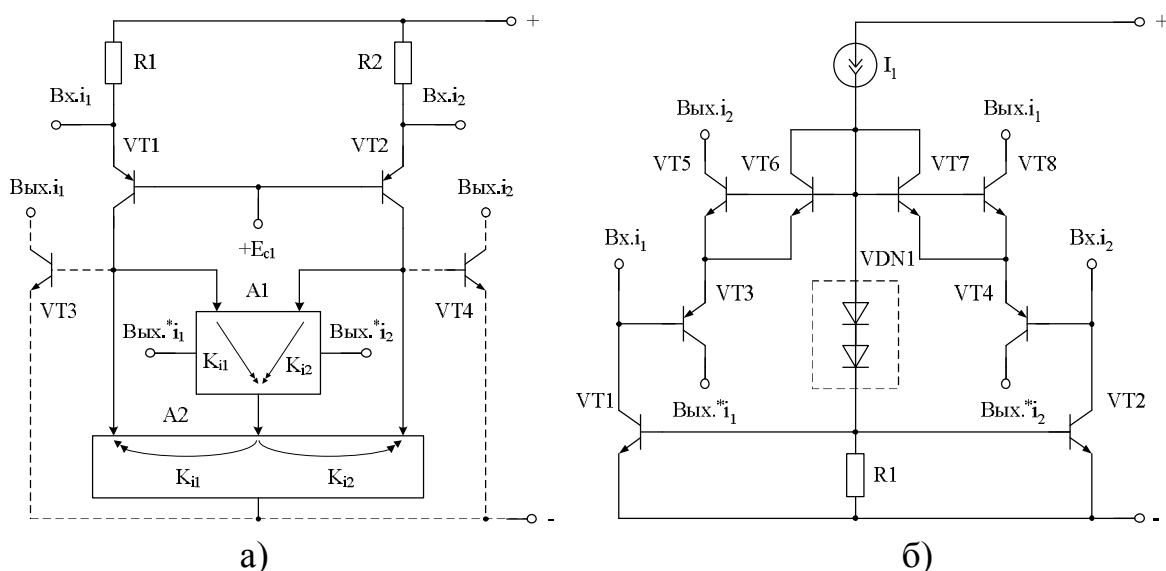
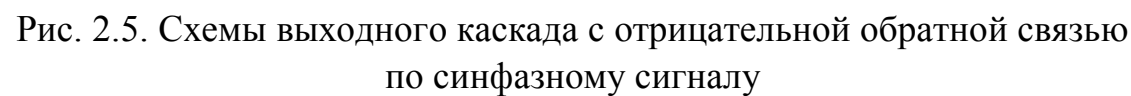


Рис. 2.4. Функциональная схема выходной подсхемы каскодного ДУ с ООС по цепи активной нагрузки А2 (а) и пример её построения (б)

Ниже приводятся варианты построения выходного каскада ДУ с архитектурой рис. 2.1.



### 2.3. Каскодные ДУ с отрицательной обратной связью по цепи базы выходных транзисторов

Каскодные дифференциальные операционные усилители на  $n$ - $p$ - $n$  и  $p$ - $n$ - $p$  транзисторах (ОУ) стали основой многих серийных аналоговых микросхем. ОУ данного класса широко применяются в структуре СВЧ-устройств, реализованных на базе SiGe-технологий. При использовании симметричного выхода в ОУ открываются большие перспективы построения на его основе фазорасщепителей однофазных сигналов (так называемых балунов (balun), мостовых усилителей мощности и т.п.). В ряде важных для практики случаев симметричный (или парафазный) выход реализуется на основе резисторов (двухполюсников коллекторной нагрузки) или других неуправляемых источников опорного тока.

Существенный недостаток классического ОУ на основе «перегнутого» каскода (рис. 2.6) состоит в том, что он имеет нестабильный уровень выходного синфазного напряжения, зависящий от параметров двухполюсников нагрузки  $R4$  и  $R5$ , которые в ряде важных для практики случаев должны выполняться в виде резисторов. Это значительно затрудняет его согласование с последующими функциональными узлами многокаскадных интерфейсных СФ-блоков и IP-модулей.

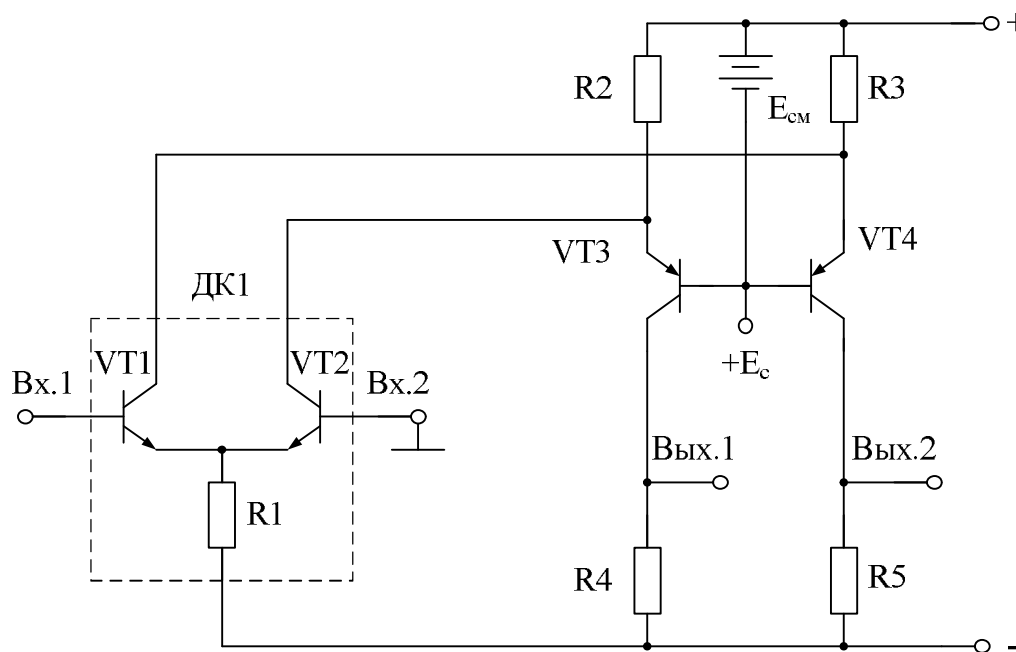


Рис. 2.6. Схема классического ОУ на основе «перегнутого» каскода

На рис. 2.7 показана схема ОУ с ООС [7]. Решаемая им задача – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ОУ будет иметь высокую стабильность и нулевое значение при нестабильности параметров элементов R2, R3, R4, R6 и напряжений питания.

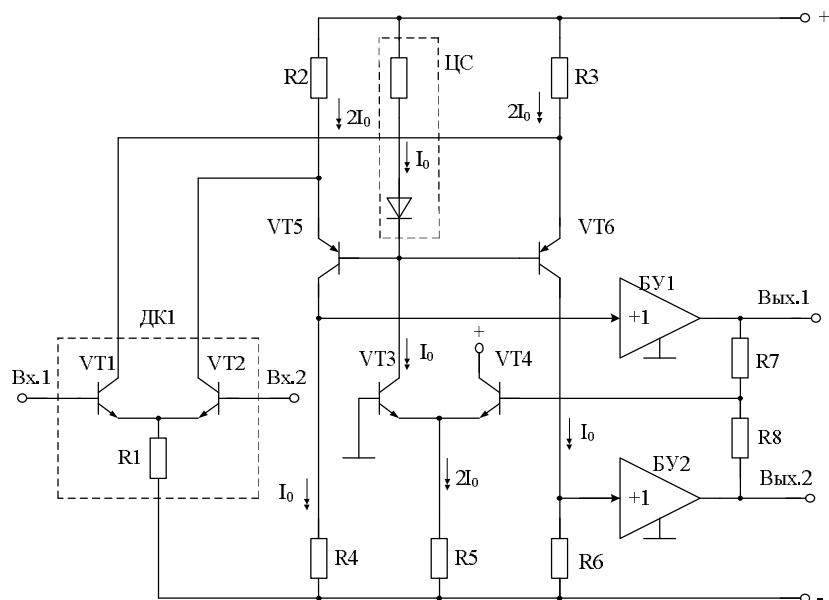


Рис. 2.7. Схема ОУ с ООС по синфазному сигналу [7]

Статический режим по току модифицированного ОУ устанавливается двухполюсниками R2, R5, R3, R1. Причём коллекторные  $I_{ki}$  и эмиттерные  $I_{ji}$  токи транзисторов:

$$\begin{aligned} I_{k5} &= I_{k6} = I_0 & I_{k3} &\approx I_{k4} \approx I_0, \\ I_{R4} &= I_{R6} = I_0, & I_{R2} &= 2I_0, \\ I_{R3} &= 2I_0, & I_1 &= 2I_0, \\ I_1 &= I_2 = I_0, \end{aligned} \quad (2.1)$$

где  $I_0$  – устанавливаемый разработчиком параметр статического режима транзисторов схемы, например 1 мА.

Статическое напряжение  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  на выходах Вых.1 и Вых.2 ОУ при нулевом входном сигнале ( $u_{вх}=0$ ) можно найти из уравнения:

$$\begin{aligned} U_{01} &= I_6 R_7 - U_{эб.3} + U_{эб.4} \approx I_6 R_7 \approx 0, \\ U_{02} &= I_6 R_8 - U_{эб.3} + U_{эб.4} \approx I_6 R_8 \approx 0, \end{aligned} \quad (2.2)$$

где  $U_{эб.4} = U_{эб.3}$  – напряжение «эмиттер-база» транзисторов VT4 и VT3;  $I_6$  – половина тока базы транзистора VT4.

Введение транзисторов VT3 и VT4 обеспечивает устойчивость статического режима схемы благодаря петле отрицательной обратной связи «база транзистора VT4 – эмиттер транзистора VT3 – базы транзисторов



Функциональная схема КДУ рассмотренного класса представлена на рис. 2.9.

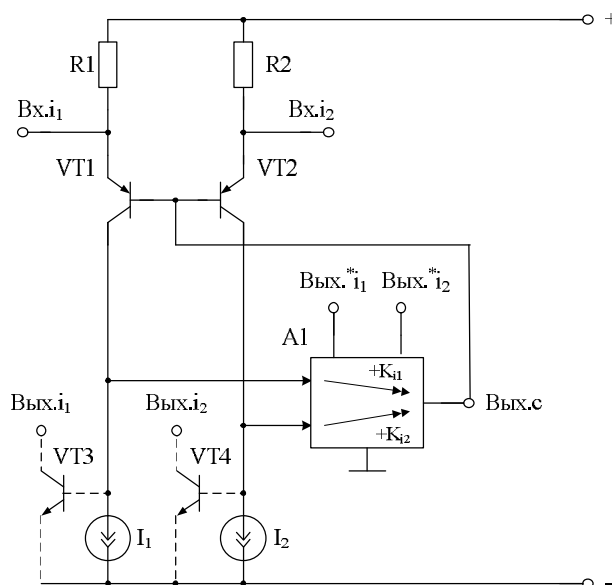


Рис. 2.9. Каскодный ДУ с ООС по цепи базы транзисторов VT1–VT2

Она содержит второй каскод усиления A1, у которого имеется выходной узел Вых.с, формирующий сигнал, пропорциональный синфазным напряжениям на двухполюсниках нагрузки  $I_1$ ,  $I_2$ . На входы Вх.  $i_1$ , Вх.  $i_2$  подаётся токовый сигнал от входного дифференциального каскада.

В частных случаях выходной дифференциальный сигнал снимается либо с помощью специальных транзисторов VT3, VT4, либо выделяется в структуре второго каскада усиления A1.

На рис. 2.10 приведены практические схемы КДУ, соответствующие функциональной схеме рис. 2.9.

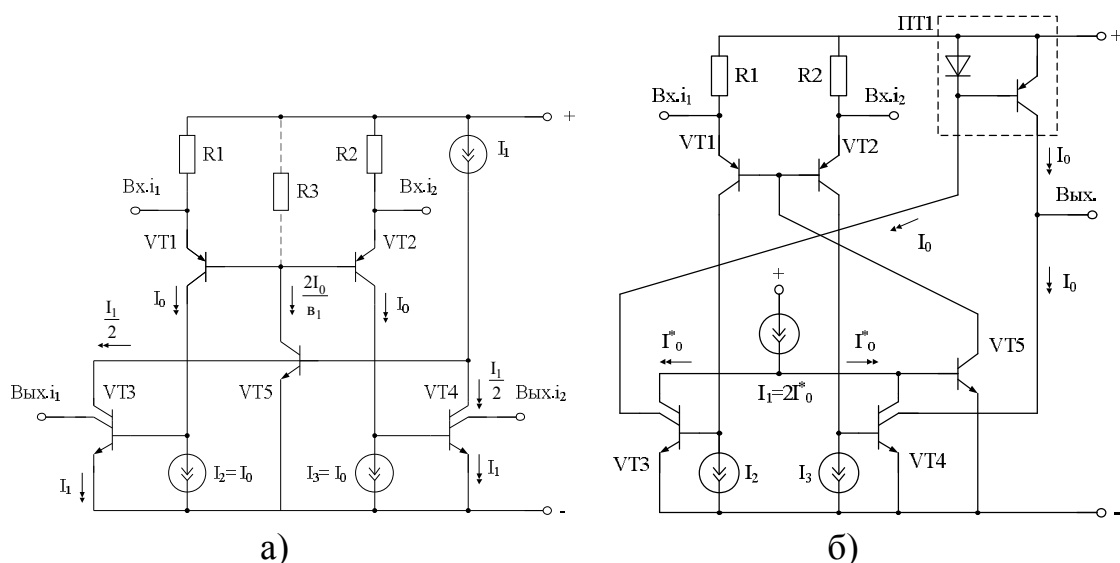


Рис. 2.10. Схема КДУ с ООС по синфазному сигналу и rail-to-rail выходом

## 2.4. Дифференциальные усилители с обратной связью по эмиттерной цепи «перегнутого» каскода

Как уже отмечалось, в современной технике проектирования аналоговых интерфейсов на базе операционных усилителей широкое распространение получили схемы так называемых «перегнутых» каскодных дифференциальных усилителей (КДУ) рис. 2.11. На их основе выполнено более 20 серийных ОУ, выпускаемых как зарубежными (НА2520, НА5190, AD797, AD8631, AD8632, ОР90 и др.), так и российскими (154УДЗ и др.) микроэлектронными фирмами.

Одна из задач, которую требуется решать с помощью КДУ, – создание на их основе усилителей с двумя низкоомными противофазными выходами, согласованными с общей шиной источников питания. Усилители с таким парафазным выходом (рис. 2.11), наряду с классическими ОУ, образуют основу для проектирования активных фильтров, драйверов линий связей, преобразователей одного входного напряжения в два противофазных сигнала и т.д. При этом во всех этих случаях для получения широкого динамического диапазона при малых напряжениях питания необходимо иметь нулевой (или другой заданный) статический потенциал на парафазных выходах.

Следует отметить, что для классического КДУ рис. 2.11 характерны противоречивые требования к параметрам элементов схемы, при которых обеспечивается высокий коэффициент усиления по напряжению  $K_y$  и заданный уровень выходных статических напряжений, которые должны быть «привязаны» к потенциалу общей шины источников питания (приблизительно равной нулю).

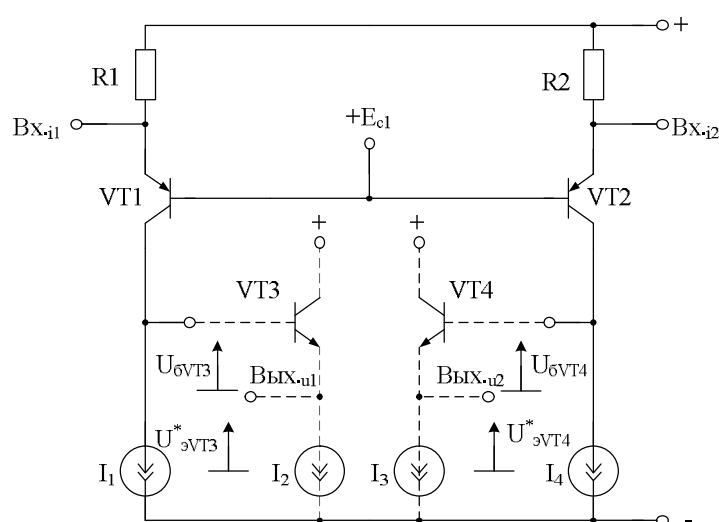


Рис. 2.11. Классический КДУ с парафазным выходом

Действительно, для повышения  $K_y$  в качестве двухполюсников  $I_1$  и  $I_4$  необходимо использовать источники опорного тока, что в то же время приводит к неопределённости статических потенциалов  $U_{6VT3}$ ,  $U_{6VT4}$  (или потенциалов  $U_{эVT3}$  и  $U_{эVT4}$  на выходах эмиттерных повторителей, которые

включаются для согласования схемы с низкими сопротивлениями нагрузки). Существенный недостаток классического ДУ (рис. 2.11) состоит в том, что при высоком коэффициенте усиления по напряжению статический потенциал его парафазных выходов нестабилен, что создаёт проблемы с согласованием выходов КДУ с нагрузкой.

В предлагаемой схеме КДУ рис. 2.12 создаются условия, при которых выходные статические напряжения КДУ устанавливаются на заданном, в том числе нулевом уровне.

Статический режим по току транзисторов схемы рис. 2.12а устанавливается двухполюсниками  $I_2$  и  $I_4$ , а также за счёт соответствующего выбора напряжения источника смещения  $E_{c1}$  и сопротивлений двухполюсников  $R1, R2, R3$ .

Уровень статических напряжений КДУ  $U_{6VT5}$  и  $U_{6VT7}$  отличается от потенциала общей шины на  $+0,7$  В. Поэтому при введении эмиттерных повторителей ЭП1 и ЭП2 (рис. 2.12а) напряжение на выходах  $U_{\text{вых.ЭП1}}$  и  $U_{\text{вых.ЭП2}}$  будет близко к нулю, что является необходимым условием для введения обратных связей на постоянном токе и получения максимального динамического диапазона.

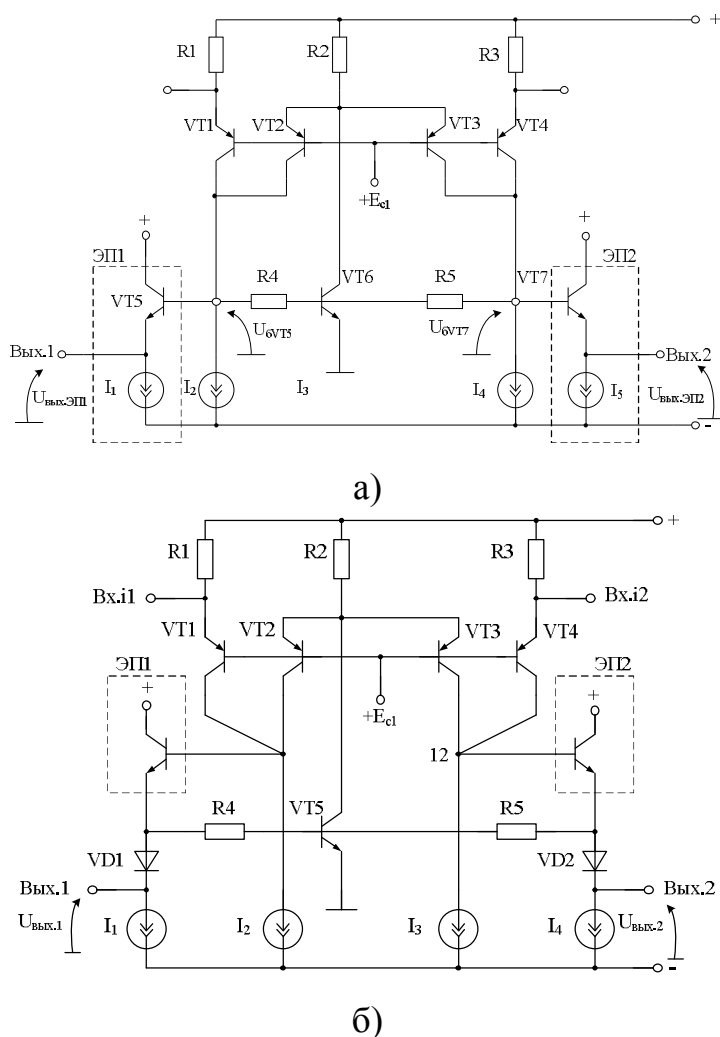


Рис. 2.12. Базовые схемы модифицированного КДУ



Таким образом, для стабилизации статического режима и повышения  $K_{oc,сф}$  отрицательная обратная связь по синфазному сигналу может вводиться в эмиттерную цепь транзисторов VT1-VT2 «перегнутого» каскода через под схему A1 (рис. 2.13).

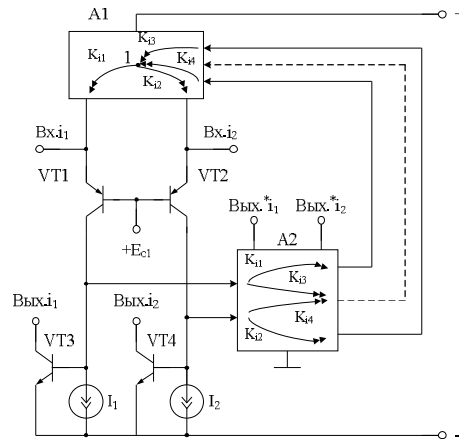


Рис. 2.13. Каскодный ДУ с ООС по эмиттерной цепи VT1-VT2

Второй каскод A2, формирующий прежде всего синфазный сигнал (или два противофазных, которые затем преобразуются в синфазный под схемой A1), может также выполнять функции дифференциального усилителя с токовыми выходами  $Вых^*.i_1$ ,  $Вых^*.i_2$ . Выходные токовые координаты могут также формироваться дополнительными транзисторами VT3, VT4.

Ниже приведены другие архитектурные решения и схемотехника каскодных ДУ с функциональной схемой рис. 2.13.

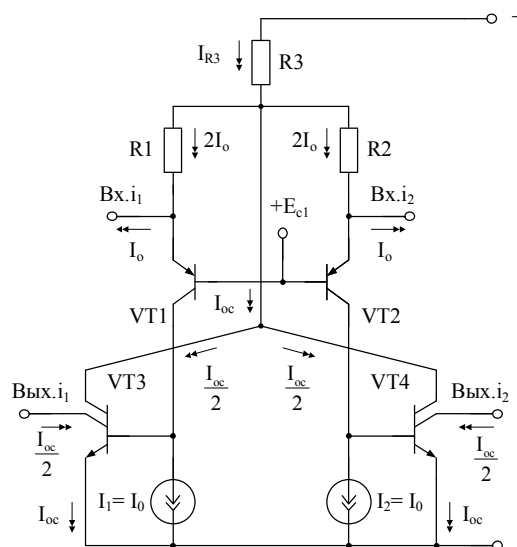


Рис. 2.14. Способ установления статического режима «перегнутого» каскода по эмиттерной цепи VT1, VT2

## 2.5. Организация обратной связи в «перегнутых» каскодах с транзисторными делителями выходных токов

Параллельное включение эмиттерных переходов двух выходных транзисторов вместо VT1 (VT2) в ДУ на основе «перегнутого» каскода (рис. 2.15) позволяет распределить его выходные токи по двум каналам. Один из этих каналов может применяться для выделения синфазных сигналов и последующего введения отрицательной обратной связи или по цепи эмиттера, или по базовой цепи VT1–VT2 (рис. 2.15).

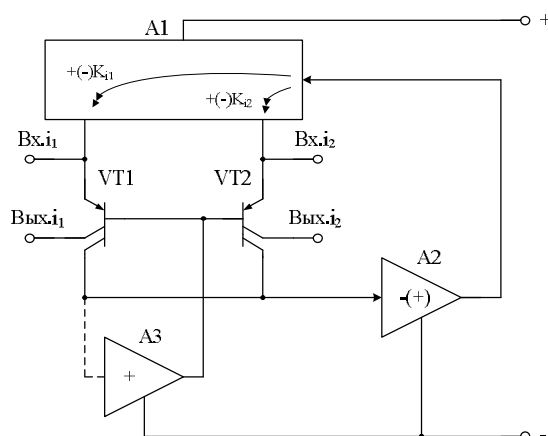


Рис. 2.15. Каскодный ДУ с делителями выходных токов VT1–VT2

Другой дифференциальный канал Вых.1<sub>1</sub>, Вых.1<sub>2</sub> с токовыми выходами обеспечивает усиление дифференциального сигнала. К нему подключаются различные активные нагрузки (симметричные или несимметричные токовые зеркала).

Вариант построения принципиальных схем КДУ данного класса приведён на рис. 2.16.

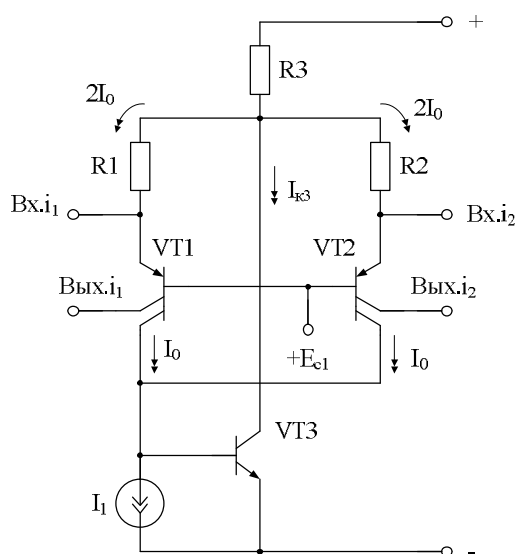


Рис. 2.16. Выходной касад каскодного ДУ

## 2.6. Практические способы введения обратной связи по синфазному сигналу в классических каскодных дифференциальных усилителях

Особенность классических каскодных ДУ – наличие выходных транзисторов VT1–VT2, которые вводятся в коллекторную цепь дифференциального каскада ДК1 с целью улучшения частотных характеристик. Подсхема нагрузки A1 рис. 2.17 формирует сигнал отрицательной обратной связи, который может подаваться в общую эмиттерную цепь ДК1 (или эмиттеры VT1–VT2 (рис. 2.17а)).

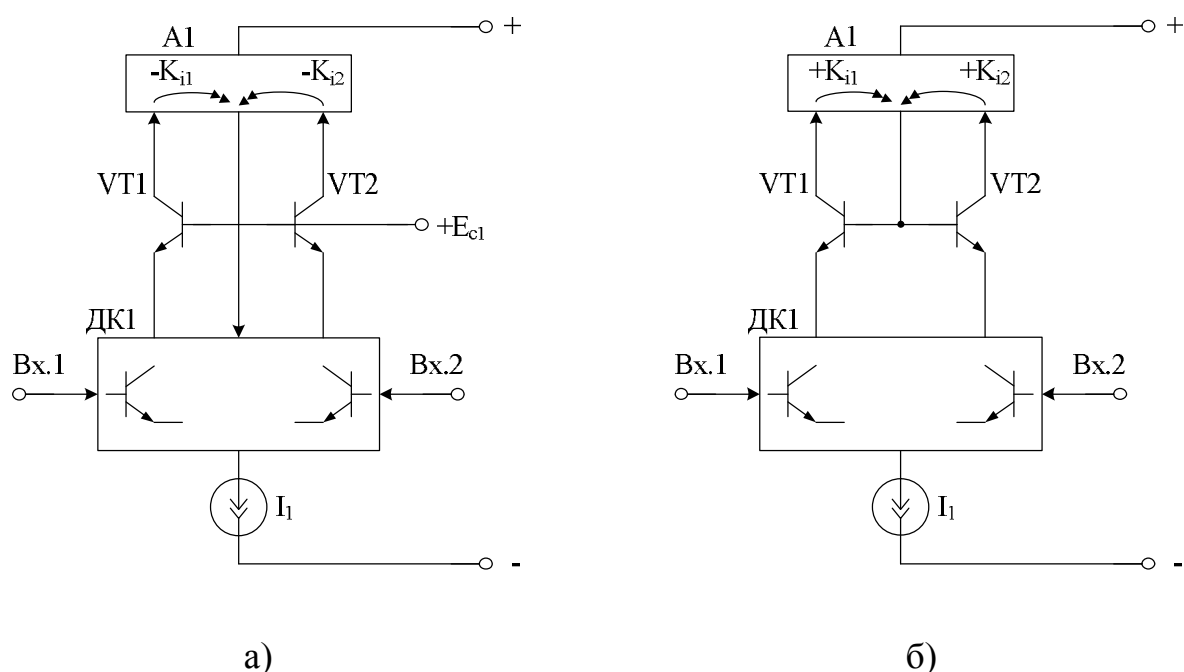


Рис. 2.17. Варианты введения ООС по синфазному сигналу в классических каскодных ДУ

Если в эмиттерах VT1–VT2 имеются сравнительно низкоомные сопротивления, то обратная связь может вводиться по цепи базы VT1–VT2 (рис. 2.17б). Отличие схем рис. 2.17а и рис. 2.17б – разные фазовые сдвиги синфазного сигнала в подсхеме нагрузки A1, формирующей отрицательную обратную связь.

Примеры построения ДУ, соответствующих функциональной схеме рис. 2.17а, приведены на рис. 2.18 и 2.19.

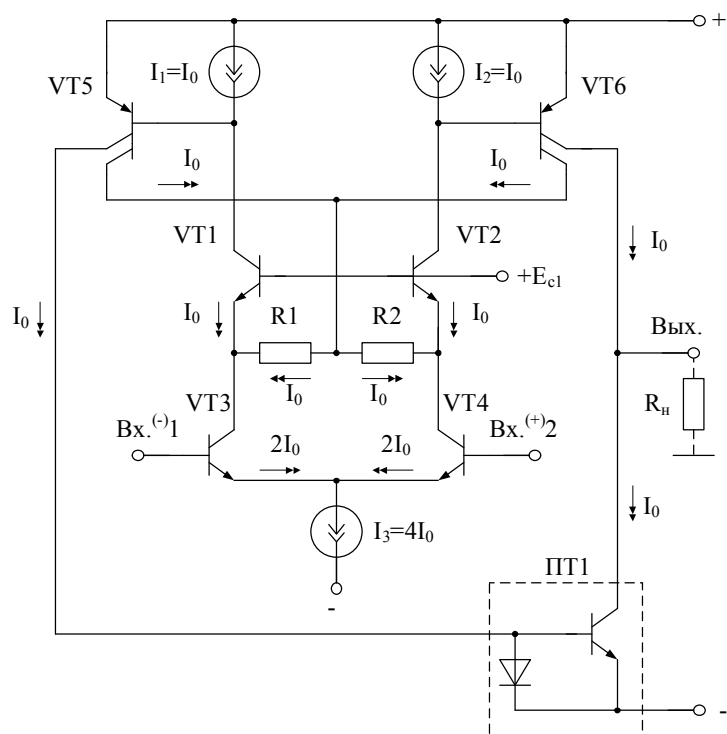


Рис. 2.18. Пример построения ДУ с ООС по эмиттерной цепи выходных транзисторов VT1–VT2

В схемах рис. 2.18–2.19 реализуются rail-to-rail выходы.

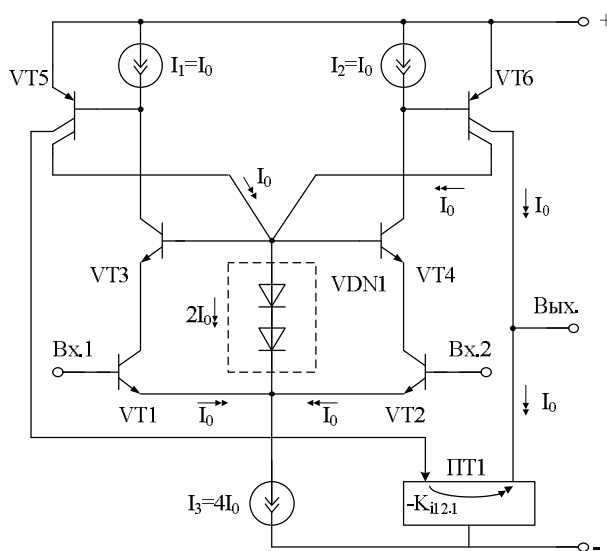


Рис. 2.19. Каскодный ДУ с архитектурой рис. 2.12а

Схема рис. 2.20 иллюстрирует второй способ введения ООС в каскодных ДУ – по цепи базы выходных транзисторов VT1–VT2.

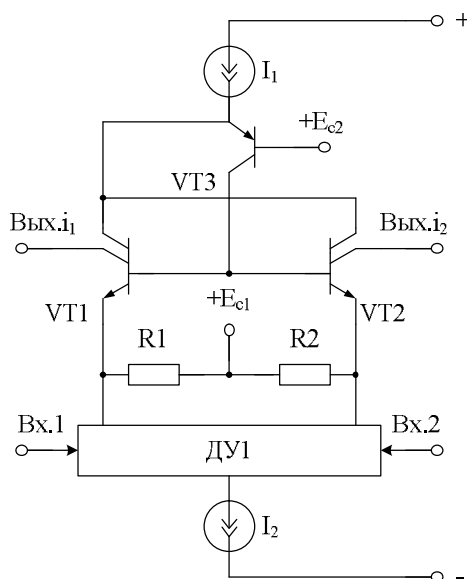


Рис. 2.20. Пример построения ДУ с ООС по цепи базы выходных транзисторов VT1–VT2

Особенность рассмотренных схемотехнических решений – возможность работы при низковольтном питании. При соответствующей замене биполярных транзисторов на полевые их практическая реализация возможна в рамках SiGe-техпроцессов.

## 2.7. Низковольтный дифференциальный усилитель с двухканальной отрицательной обратной связью по синфазному сигналу

В качестве усилителей с парафазным выходом применяют классические дифференциальные каскады с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу (ООС, рис. 2.21), которые стали основой многих серийных аналоговых микросхем систем связи и телекоммуникаций.

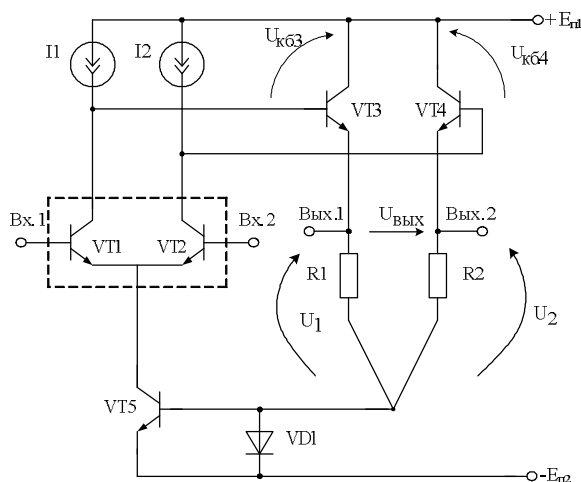


Рис. 2.21. Классический ДУ с парафазным выходом и ООС

В последние годы ДУ данного класса стали более активно использоваться в структуре СВЧ-устройств, реализованных на базе SiGe-технологий. Это связано с возможностью построения на их основе активных РС-фильтров гигагерцевого диапазона для современных и перспективных систем передачи информации. В значительной степени этому способствует простота установления статического режима ДУ с ООС при низковольтном питании (1,2÷2,1 В), которое характерно для SiGe-транзисторов с предельными частотами 20÷200 ГГц.

Существенный недостаток ДУ рис. 2.21 состоит в том, что при низковольтном питании он имеет небольшой диапазон изменения выходного напряжения  $U_{\max}$ . Для повышения  $U_{\max}$  разработана архитектура ДУ рис. 2.22.

Статический режим по току модифицированного ДУ с двухканальной ООС устанавливается двухполюсниками  $I_1$  и  $I_2$ , а также сравнительно низкоомными резисторами  $R_6$  и  $R_7$ :

$$I_{K5} R_6 \approx (I_{R1} + I_{R2} + I_{R5}) R_7,$$

$$I_1 \approx I_{\beta 1}, \quad I_2 \approx I_{\beta 2}$$

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

Сравнительно высокоомные резисторы  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  обеспечивают небольшой ток цепи смещения базы транзистора  $VT_5$ . При этом для увеличения диапазона изменения выходного напряжения усилителя рекомендуется выбирать  $U_{R7} = 100 \div 200$  мВ.

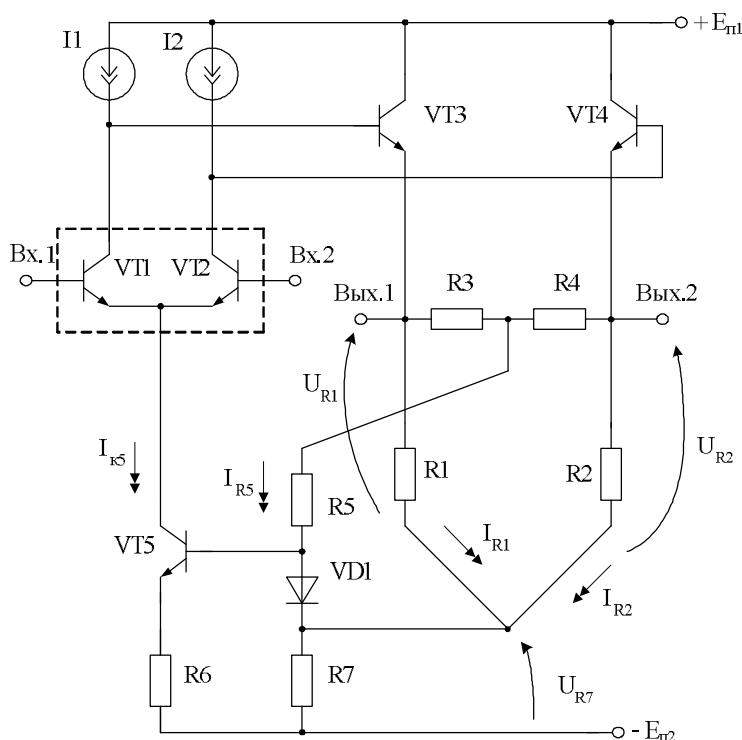


Рис. 2.22. Схема ДУ с двухканальной ООС

В схеме рис. 2.22 существенные нелинейные искажения сигнала 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

$$U_{R7} + U_{R1} + U_{эб.3} + U_{кб.3} = E_{п1} + E_{п2}.$$

Учитывая, что должно быть  $U_{кб.3} = U_{R1}$ , находим оптимальное значение напряжения  $U_{R1}$ :

$$U_{R1} \approx \frac{E_{п1} + E_{п2} - 0,7B - U_{R7}}{2}.$$

Если  $U_{R7} = 100 \text{ мВ}$ ,  $E_{п1} = E_{п2} = 1,5 \text{ В}$ , то  $U_{R1} \approx 1,1 \text{ В}$ .

Таким образом, в предлагаемой схеме максимальная амплитуда дифференциального выходного сигнала составляет  $U_{\max} = 2,2 \text{ В}$  при 3 В питания. В исходной схеме усилителя  $U_{\max} = 1,6 \text{ В}$ .

Если напряжение  $E_{п1} = E_{п2} = 1,2 \text{ В}$ , то выигрыш по  $U_{\max}$  также составляет  $\Delta U_m = 1,6 - 1B = 0,6B$ .

На рис. 2.23 показана зависимость выходного (дифференциального) напряжения модифицированного ДУ [4] с двухканальной ООС от входного напряжения.

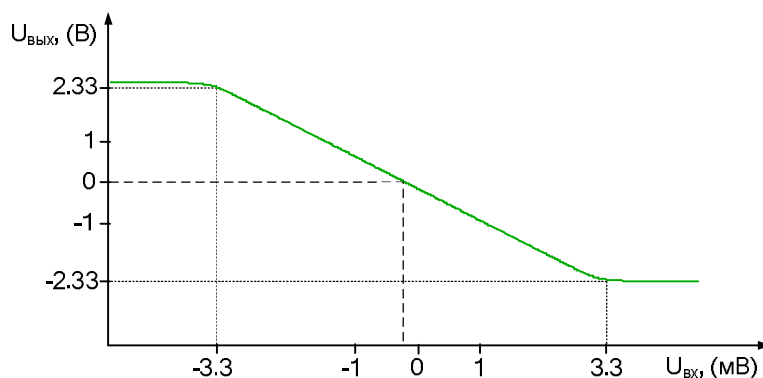


Рис. 2.23. Амплитудная характеристика ДУ с двухканальной ООС при оптимальном выборе параметров элементов

Анализ характеристик показывает, что модифицированный ДУ имеет на 0,6-0,7 В бóльшую максимальную амплитуду выходного напряжения. Это весьма существенно для низковольтных (1,2÷1,5 В) аналоговых микросхем.

## 2.8. Дифференциальный усилитель с нелинейной отрицательной обратной связью

В данном разделе предлагается решение проблемы построения мультывыходного дифференциального усилителя (имеющего шесть выходов, рис. 2.24) с широким спектром технических характеристик и увеличенным максимальным уровнем выходного тока ДУ ( $I_{н.макс}$ ) при низком собственном токопотреблении в статическом режиме.

Рассмотрим работу ДУ рис. 2.24. Статический режим по току схемы устанавливается двухполюсниками  $I_1$  и  $I_2$ :

$$I_{12} = I_{к5} + I_{к6} = I_1 + I_2 = \text{const},$$

$$I_{33} = I_{R1}, I_{34} = I_{R2},$$

$$U_{R1} = I_{R1}R_1, U_{R2} = I_{R2}R_2.$$

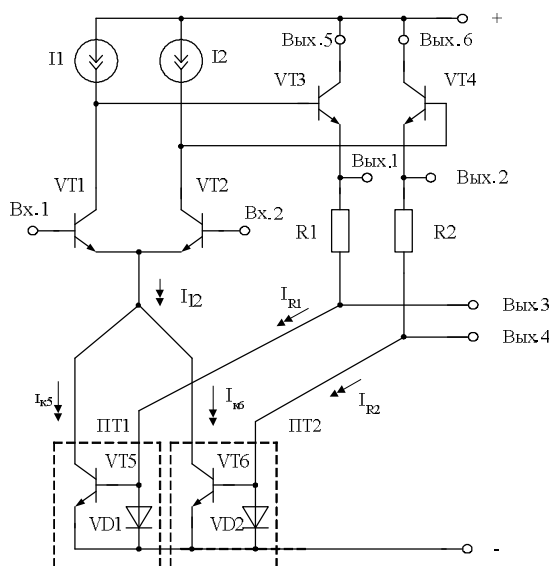


Рис. 2.24. Базовая схема мультывыходного ДУ

Для получения максимального диапазона изменения выходного дифференциального напряжения необходимо выбирать

$$U_{к63} \approx U_{R1}, U_{к64} \approx U_{R2}.$$

При положительном приращении напряжения на входе Bx.1 относительно входа Bx.2 ток через резистор  $R_2$  увеличивается, а через резистор  $R_1$  уменьшается. Однако их сумма остаётся постоянной ( $I_{12} = I_{R1} + I_{R2} = \text{const}$ ). Выходное напряжение на коллекторе VT1 уменьшается на величину  $u_1$ , а на коллекторе VT2 – увеличивается на  $u_2 = u_1$ . При этом приращения токов на входах повторителей тока ПТ1 и ПТ2

$$i_{R1} \approx \frac{u_1}{R_1}, i_{R2} = \frac{u_2}{R_2},$$

где  $u_1 = K_{y1}u_{вх}$ ,



$$u_2 = K_{y2} u_{BX},$$

$K_{y1} = K_{y2} = K_y$  – соответствующие коэффициенты усиления по напряжению со входов ДУ на базы VT3, VT4.

Причём

$$K_y \approx \beta_3 R_1 S_{ДУ} \approx \beta_4 R_2 S_{ДУ} \gg 1,$$

где  $\beta_{3,4}$  – коэффициент усиления по току базы транзисторов VT3 и VT4;

$S_{ДУ}$  – крутизна входного каскада ( $S = \frac{i_{k1}}{u_{BX}} = \frac{i_{k2}}{u_{BX}}$ ).

Поэтому

$$i_{R1} = K_y \frac{u_{BX}}{R_1} = \beta_3 S_{ДУ} u_{BX},$$

$$i_{R1} = K_y \frac{u_{BX}}{R_1} = \beta_3 S_{ДУ} u_{BX},$$

$$i_{R2} = K_y \frac{u_{BX}}{R_2} = \beta_4 S_{ДУ} u_{BX}.$$

Данные токи создают на входных сопротивлениях токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 напряжения, которые выделяются на выходах Вых.3 и Вых.4 и передаются следующему каскаду (например, как на рис. 2.25, 2.26).

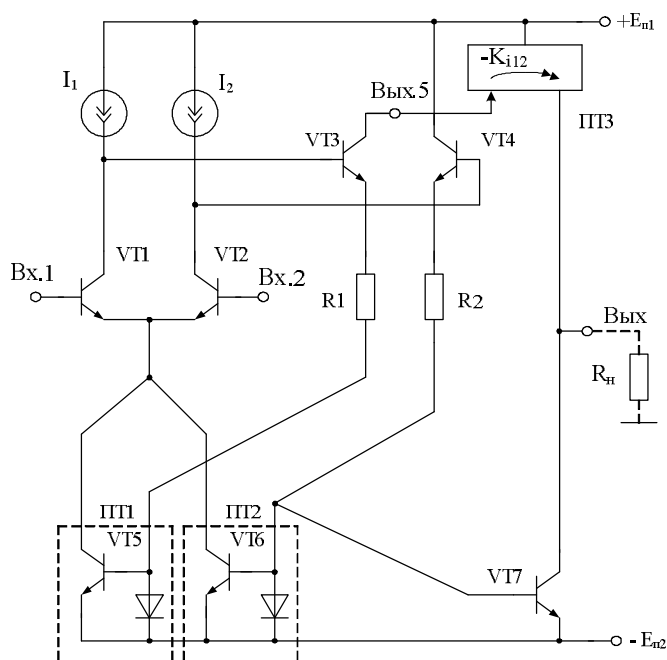
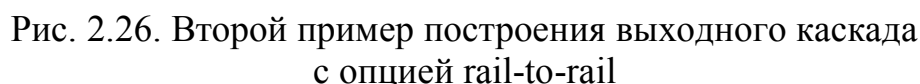


Рис. 2.25. Первый пример построения выходного каскада rail-to-rail

На рис. 2.25 показана схема ДУ с функцией rail-to-rail, у которого выходные элементы ПТ3 и VT7 связаны с соответствующими выходами базовой схемы (рис. 2.26).



Заметим, что при высокоомной нагрузке ДУ рис. 2.19 токи выходов Вых.5 и Вых.6 пропорциональны входному напряжению:

$$i_{k3} = i_{R1} = K_y \frac{u_{BX}}{R_1} \approx \beta_3 S_{DY} u_{BX},$$

$$i_{\kappa 4} = i_{R2} = K_y \frac{u_{\text{BX}}}{R_2} \approx \beta_4 S_{\text{ДУ}} u_{\text{BX}}.$$

Это позволяет получить на данных выходах противофазные сигналы, которые могут сниматься и передаваться следующему каскаду (рис. 2.27). Следует заметить, что выход Вых.5 противофазен выходу Вых.4 и синфазен выходу Вых.3. В аналогичных фазовых соотношениях находятся выходы Вых.6, Вых.4, Вых.3.



В схеме рис. 2.27 вводится (элементами VT10, VT11) нелинейная обратная связь, что позволяет получить на выходе Вых.7 сравнительно большие токи в нагрузке при стабильном сквозном токе выходного каскада. Это показано моделированием ДУ в среде PSpice (рис. 2.28, 2.29).

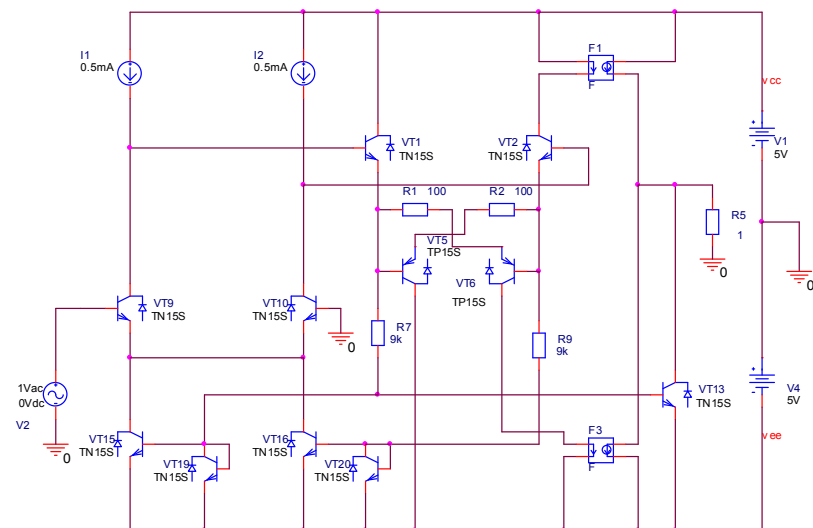


Рис. 2.28. Схема ДУ рис. 2.27 в среде компьютерного моделирования PSpice

Проходная характеристика рис. 2.29 показывает, что без VT10, VT11 максимальный выходной ток ДУ определяется статическим режимом выходных транзисторов, который характеризуется достаточно высокой стабильностью, которая, благодаря зоне нечувствительности характеристик VT10 и VT11, зависит от токов двухполюсников  $I_1$  и  $I_2$ .

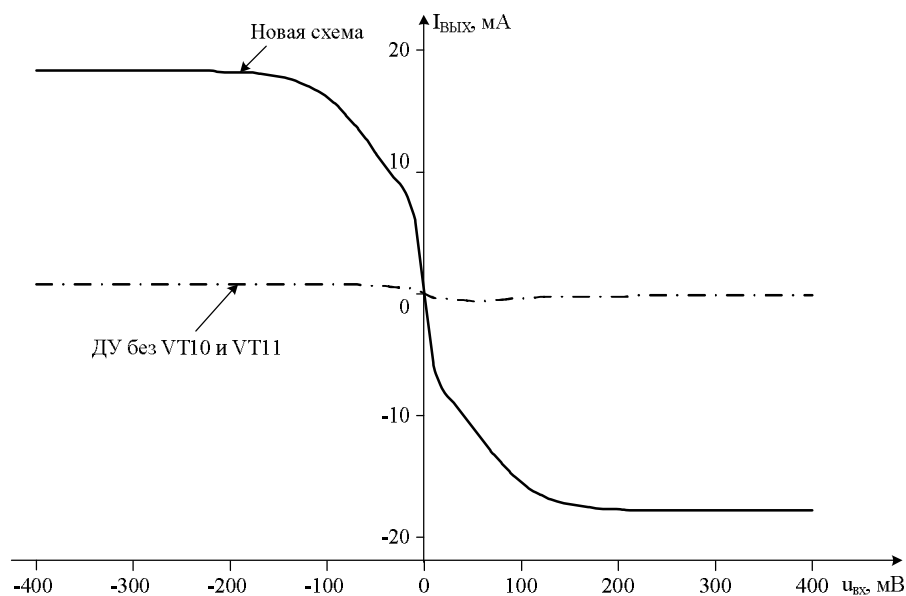


Рис. 2.29. Проходные характеристики сравниваемых ДУ

В частном случае (рис. 2.30) в качестве основных противофазных потенциальных выходов могут использоваться входы первого ПТ1 и/или второго ПТ2 токовых зеркал (рис. 2.24).

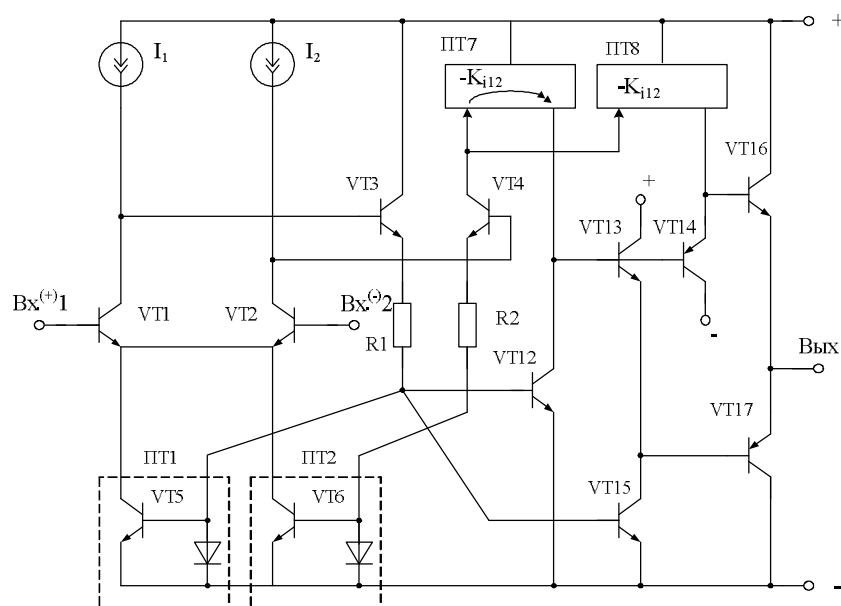


Рис. 2.30. Третий способ построения выходного каскада с функцией rail-to-rail [5]

В другом частном случае роль вспомогательных противофазных потенциальных выходов выполняют эмиттеры VT3 и VT4 выходных транзисторов (рис. 2.24). В качестве первой группы дополнительных противофазных выходов могут также использоваться коллектор первого выходного транзистора VT3 и вход второго токового зеркала ПТ2 (рис. 2.24). В качестве второй группы дополнительных противофазных выходов могут применяться коллектор второго выходного транзистора VT4 и вход первого токового зеркала ПТ1 (рис. 2.24) и т.д.

Полученные выше выводы подтверждаются результатами моделирования ДУ рис. 2.23 в среде PSpice – максимальный выходной ток данного ДУ (рис. 2.29) в несколько десятков раз превышает максимальный выходной ток классических ДУ и соответствующий статический ток выходных транзисторов. Такой режим характерен для усилителей класса АВ. Расширение диапазона изменения выходных токов ДУ без увеличения энергопотребления в статическом режиме позволяет увеличить быстродействие различных аналоговых устройств, работающих на ёмкостную нагрузку. Кроме этого, схема рис. 2.27 характеризуется предельно возможными значениями диапазона изменения выходного напряжения (от шины питания до шины питания), что характерно для усилителей класса rail-to-rail.

## 2.9. Двухкаскадные ОУ с обратной связью по эмиттерной цепи входного каскада

На рис. 2.31 приведены перспективные архитектуры полностью дифференциальных ОУ с минимальной «электрической длиной», имеющие парафазный выход.

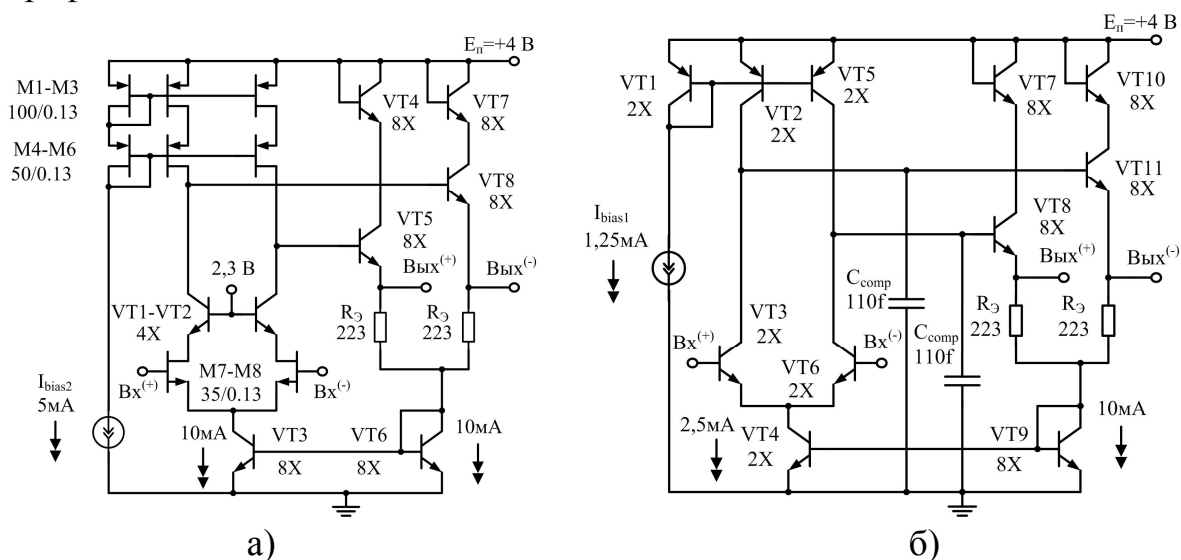


Рис. 2.31. Перспективные схемы ОУ с минимальной электрической длиной в базисе 0,13 мкм БиКМОП (а) и комплементарного биполярного (б) SiGe-технологических процессов

Цепь обратной связи по синфазному сигналу в этих схемах выполнена на основе масштабирующего токового зеркала VT3, VT6 (рис. 2.31а), VT4, VT9 (рис. 2.31б).

Комплементарный операционный усилитель рис. 2.31б состоит из дифференциального входного каскада на p-n-p транзисторах (VT3 и VT6) с активной нагрузкой на p-n-p транзисторах (VT2, VT5). Подсхема обратной связи по синфазному сигналу выполнена на транзисторах VT9, VT4. Выходные повторители напряжения VT8 и VT11 обеспечивают низкое выходное сопротивление и соответствующее статическое напряжение (2 В) для управления входным каскадом последующего ОУ. Комплементарный ОУ (рис. 2.31б) имеет минимально возможную электрическую длину, а коэффициент усиления на постоянном токе без обратной связи получается сравнительно большим благодаря высокому выходному сопротивлению активных нагрузок на p-n-p транзисторах VT2, VT5. Операционный усилитель рис. 2.31б разработан на основе комплементарного технологического процесса 0,25 мкм SiGe (p-n-p транзисторы с  $f_T=85$  ГГц,  $f_{max}=120$  ГГц и  $BV_{CEO}=2,5$  В, n-p-n транзисторы с  $f_T=170$  ГГц,  $f_{max}=170$  ГГц и  $BV_{CEO}=1,9$  В).

Моделирование ОУ рис. 2.32а выполнено с моделями 0,13 мкм SiGe БиКМОП технологического процесса, в котором имеются n-p-n транзисторы со следующими параметрами  $f_T=170$  ГГц,  $f_{max}=170$  ГГц и  $BV_{CEO}=1,9$  В (предварительные данные для технологического процесса SG13B).

Для устойчивой работы ОУ со 100%-й обратной связью второй паразитный полюс его разомкнутой ЛАЧХ коэффициента усиления следует разместить за частотой единичного усиления. Частота второго полюса в ОУ рис. 2.31а,б определяется постоянной времени, образованной выходным сопротивлением источника сигнала и входной емкостью ОУ.

Входная ёмкость БиКМОП ОУ рис. 2.31а определяется ёмкостью затвор-исток транзисторов М7, М8 и пропорциональна площади затвора ( $A = W \times L$ ) этих транзисторов.

Таким образом, оптимизация расположения второго паразитного полюса может быть выполнена путём регулировки источника тока в цепи эмиттеров в случае биполярного входного каскада и изменения ширины затвора в случае МОП входного каскада.

Чтобы провести сравнение этих двух ОУ были спроектированы схемы с одинаковыми частотами единичного усиления по однофазному выходу ( $f_{cp.1}$ ). Результаты моделирования приведены на рис. 2.32.

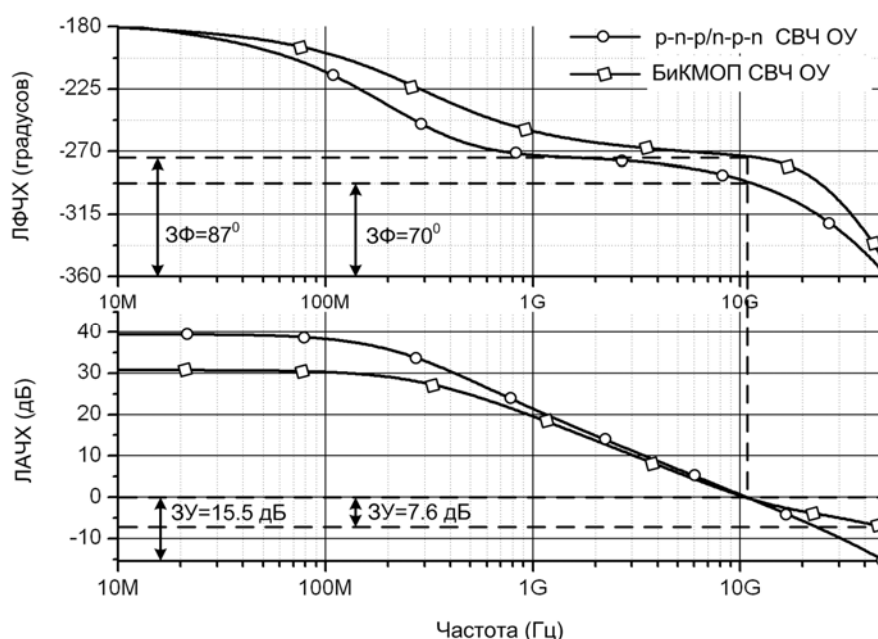


Рис. 2.32. Результаты моделирования ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутого коэффициента усиления для ОУ рис. 2.31а,б

БиКМОП ОУ имеет лучший запас по фазе, однако запас по усилению (ЗУ) хуже, чем в комплементарном ОУ. Основные параметры ОУ рис. 2.31а, б приведены в таблице.

### Параметры ОУ с минимальной электрической длиной

Схема ОУ	Параметры и единицы измерения				
	$f_{ср.1}$ , ГГц	запас по фазе (ЗФ), градусы	запас по усилению (ЗУ), дБ	усиление на постоянном токе, дБ	потребляемый ток, мА
рпр/нрп	10,7	70	-15,5	39,4	12,5
БиКМОП	10,7	87	-7,6	30,8	20

Запас по фазе комплементарного ОУ меньше, вследствие влияния корректирующей ёмкости  $C_{comp}$  на частоту второго полюса. В области высших частот БиКМОП ОУ имеет более быстрый спад ЛАЧХ, вследствие большей «электрической длины» относительно комплементарного ОУ.

#### 2.10. Метод введения отрицательной обратной связи в ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах

На рис. 2.33 показана схема классического ОУ с парафазным выходом с полевыми транзисторами.

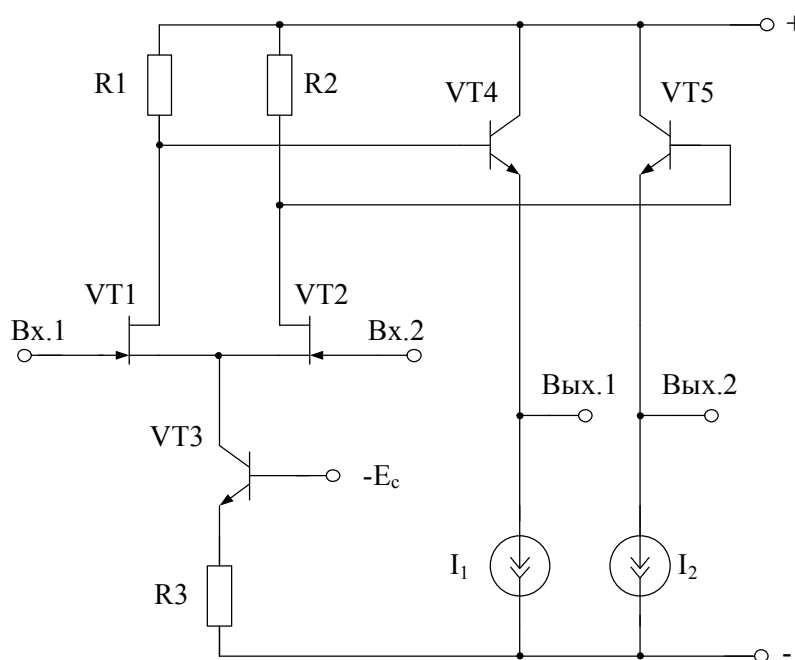
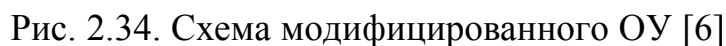


Рис. 2.33. Схема классического ОУ с парафазным выходом

На рис. 2.34 показана схема модифицированного ОУ. Решаемая им задача – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ОУ будет иметь высокую стабильность и нулевое значение.


$$I_{c1} = I_{k3}/2 = I_0/2 = I_{c2},$$

$$I_{k3} = I_1 - I_{VD1} = I_0,$$

$$I_{k4} = I_2 = I_0,$$

$$(2.24)$$

$$I_{K5} = I_3 = I_0,$$

$I_{VD1} = I_0, I_1, I_2, I_3$  – токи двухполюсников  $VD1, I_1, I_2, I_3$ .

$$U_{R_{13}I_1} = 0, 5I_1R_3 - U_{\alpha\beta 3} + U_{\alpha\beta VD1} \approx U_{R_{13}I_2} \approx 0, \quad (2.25)$$

$I_1$  – ток базы транзистора VT3.

С учётом типовых численных значений  $I_1$  и  $R_1=R_2$  практических схем ДУ из уравнения (2.25) можно сделать вывод о том, что в рассматриваемом ОУ статические выходные напряжения  $U_{\text{вых.1}}=U_{\text{вых.2}}$  близки к единицам милливольт.

Дальнейшее уменьшение  $U_{\text{вых.1}}=U_{\text{вых.2}}$  возможно за счёт рационального выбора сопротивлений резисторов R1 и R2.

В зависимости от количества р-п переходов VD1 в ОУ рис. 2.34 можно установить и другие заданные величины статического выходного синфазного напряжения.



На рис. 2.35 представлен вариант построения рассматриваемого ОУ с буферным каскадом.

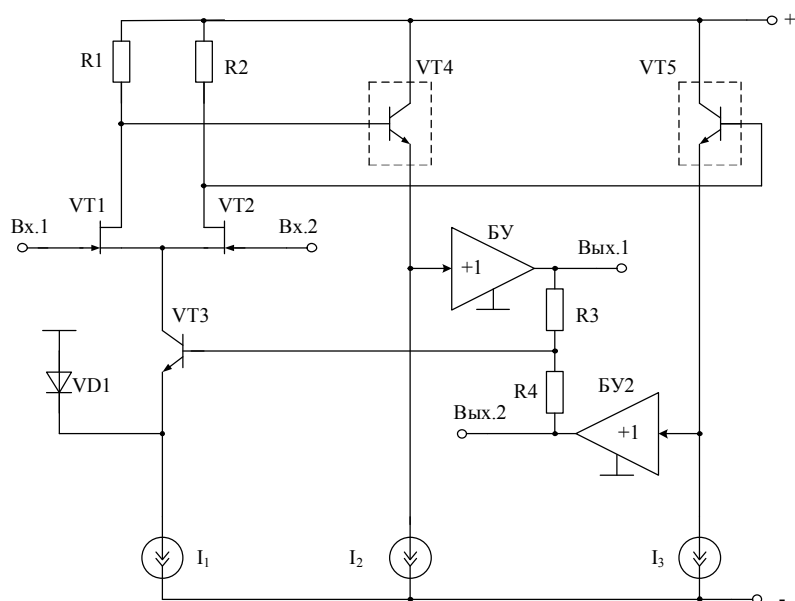


Рис. 2.35. Вариант реализации модифицированного ОУ

На рис. 2.36 показано включение модифицированного ОУ в качестве выходного функционального узла в структуре широкополосного усилителя, содержащего входной нелинейный преобразователь на основе p-n переходов VD2, VD3.

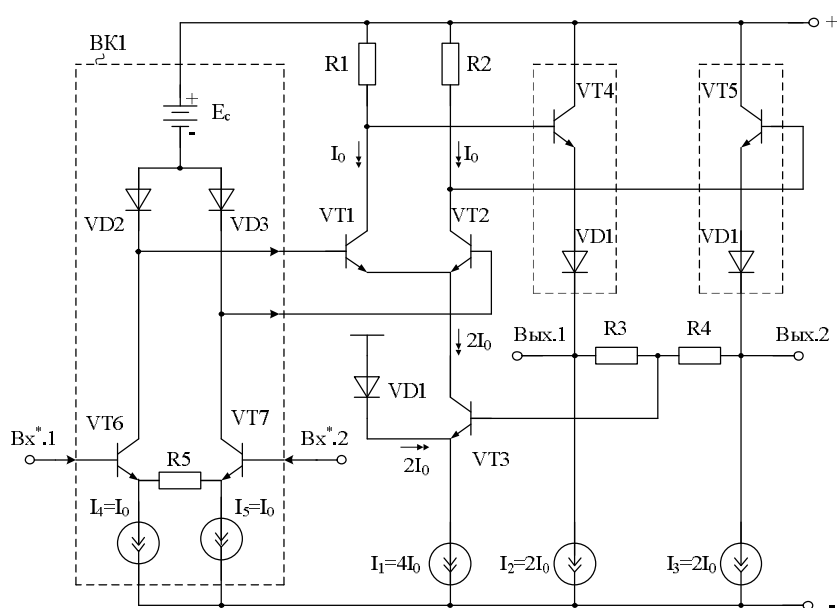


Рис. 2.36. Схема включения модифицированного ОУ в качестве выходного функционального узла в структуре широкополосного усилителя

На рис. 2.37 приведена частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению схемы рис. 2.36.

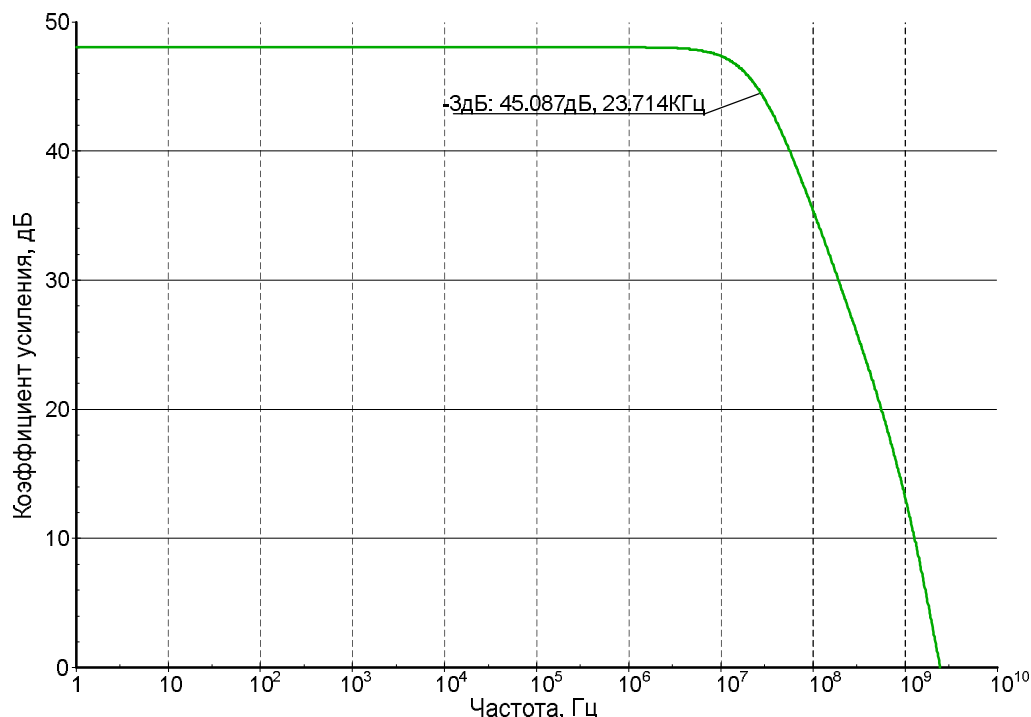


Рис. 2.37. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ДУ

Таким образом, рассмотренный ОУ имеет малый нулевой уровень выходного синфазного напряжения. Это весьма существенно для его согласования с последующими функциональными узлами различных систем на кристалле, а также для получения более широкого диапазона изменения выходных противофазных напряжений в структуре активных RC-фильтров.

## 2.11. Комплементарные rail-to-rail ОУ

В современной микроэлектронике широко применяются комплементарные каскодные дифференциальные операционные усилители (ОУ) на р-п-р и п-р-п транзисторах, архитектура которых впервые была использована в микросхеме  $\mu A741$  [8–12].

Существенный недостаток классического ОУ рис. 2.38 состоит в том, что он имеет нестабильный уровень выходного синфазного напряжения, зависящий от параметров источников опорного тока (или сопротивлений резисторов  $R3$ ,  $R4$ ). Это значительно затрудняет его согласование с последующими функциональными узлами.



The diagram shows a complex current source circuit. It features a differential pair of transistors VT1 and VT2, a current mirror PT1, and a feedback loop with an operational amplifier YT1. The circuit is biased with several current sources:  $I_1 = 3I_0$ ,  $I_2 = 2I_0$ ,  $I_3 = 2I_0$ ,  $I_4 = I_0$ ,  $I_5 = 2I_0$ , and  $I_6 = 2I_0$ . The output is labeled Bых.2. The circuit is designed to provide a stable current source with a feedback loop.

Рис. 2.39. Схема модифицированного ОУ [13]

Статический режим по току транзисторов модифицированного ОУ устанавливается двухполюсниками  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ . Причём коллекторные ( $I_K$ ) и эмиттерные ( $I_E$ ) токи транзисторов схемы:

$$\begin{aligned} I_{ПТ.ВХ} &= I_{ПТ.ВЫХ} = I_1 = 3I_0, \\ I_{K1} &= I_{K2} = I_{K3} = I_{K4} = I_0, \\ I_{K5} &= I_2 = 2I_0, \\ I_{K6} &= I_3 = 2I_0. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Статическое напряжение  $U_{ВЫХ.1}$  на выходе Вых.1 и  $U_{ВЫХ.2}$  на Вых.2 ОУ рис. 2.39 при нулевом входном сигнале ( $u_{ВХ}=0$ ) и близком к нулю входном токе  $I_{ВХ}$  усилителя тока УТ1 можно найти из уравнения:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ.1} &= I_{ВХ} R_1, \\ U_{ВЫХ.2} &= I_{ВХ} R_2, \end{aligned} \quad (2.4)$$

где  $I_{ВХ}$  – составляющая входного тока дополнительного усилителя УТ1 в резисторах  $R_1$  и  $R_2$ .

Таким образом, при типовых значениях входного тока вспомогательного дифференциального усилителя УТ1, а также при  $R_1=R_2=500\div 1000$  Ом выходное синфазное напряжение ОУ рис. 2.39 практически равно нулю в широком диапазоне температурных и радиационных воздействий, а также изменений напряжений питания.

$$U_{ВЫХ.1} \approx U_{ВЫХ.2} \approx I_{ВХ} R_1 \approx I_{ВХ} R_2 \approx 0. \quad (2.5)$$

Это весьма существенно для согласования модифицированного ОУ с последующими функциональными узлами радиоэлектронной аппаратуры.

При синфазном изменении напряжений на входах Вх.1 и Вх.2 напряжения на выходах  $U_{ВЫХ.1}$  и  $U_{ВЫХ.2}$  не изменяются. Однако при этом эмиттерные (коллекторные) токи всех транзисторов остаются постоянными. Поэтому коэффициент ослабления входных синфазных напряжений в предлагаемом ОУ достаточно высок.

На рис. 2.40 показана схема модифицированного ОУ с конкретным выполнением вспомогательного дифференциального усилителя УТ1 и токового зеркала ПТ1, а также буферными усилителями БУ1 и БУ2.

В схеме рис. 2.40 из-за наличия дополнительных буферных усилителей БУ1 и БУ2, значительно снижаются требования к величине сопротивлений резисторов обратной связи  $R_1$  и  $R_2$ , что позволяет получить на выходах Вых.\*1 и Вых.\*2 нулевые уровни статических напряжений  $U_{ВЫХ.1}^* \approx U_{ВЫХ.2}^* \approx 0$  независимо от статических параметров дополнительных буферных усилителей БУ1 и БУ2. Однако в низкоомной нагрузке, включённой между выходами Вых.\*1 и Вых.\*2, могут быть получены значительно большие мощности, которые определяются свойствами буферных усилителей БУ1 и БУ2. Кроме этого, в данной архитектуре максимальные амплитуды выходных напряжений положительной и отрицательной полярностей близки к сумме напряжений источников питания.

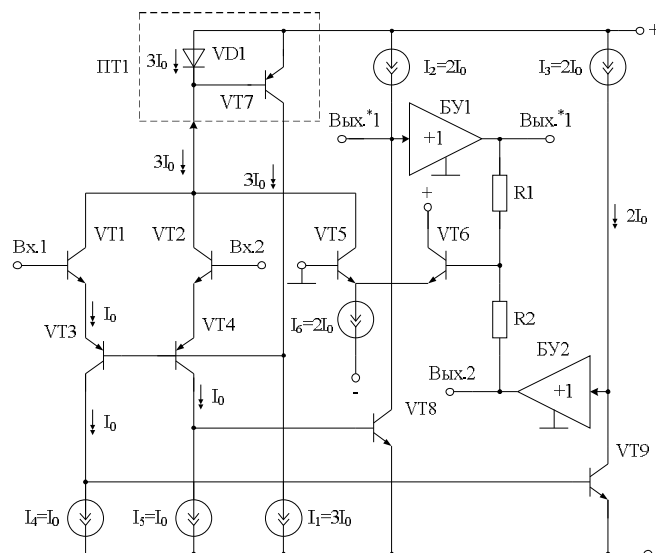


Рис. 2.40. Схема ОУ с нулевым уровнем выходных статических напряжений [13]

На рис. 2.41 показана схема модифицированного устройства с конкретным выполнением токостабилизирующих двухполюсников в виде неуправляемых источников  $I_2=I_3$ .

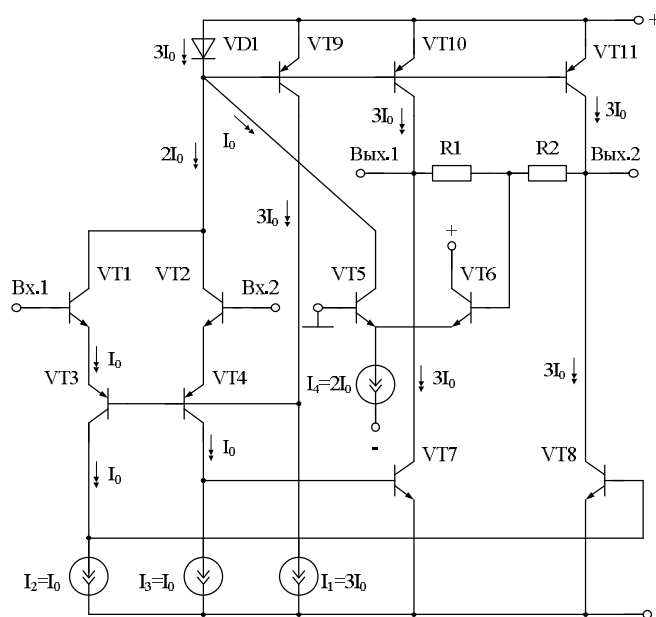


Рис. 2.41. Схема ОУ с конкретным выполнением токостабилизирующих двухполюсников [13]

На рис. 2.42 показана схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSirce на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

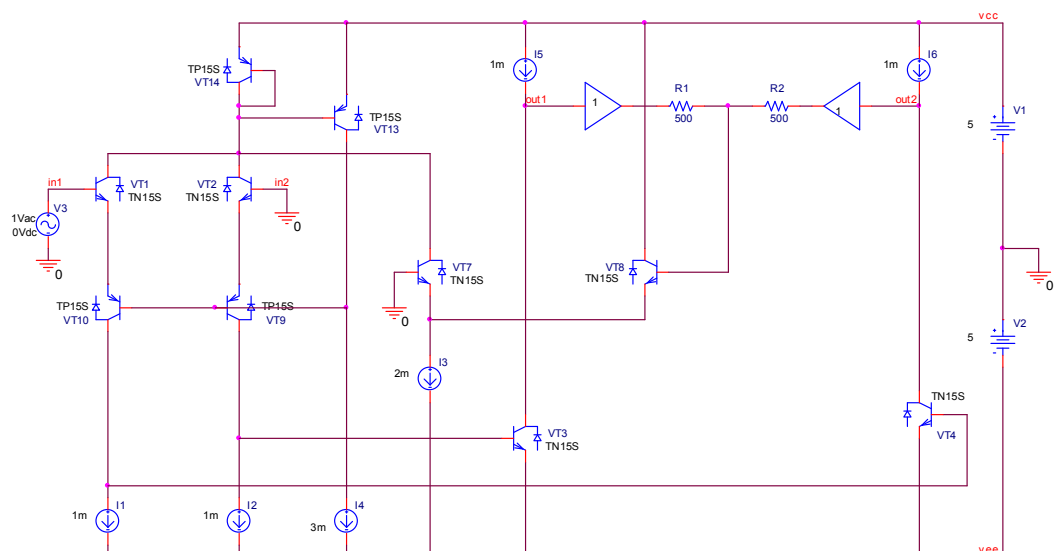


Рис. 2.42. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 2.43 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ рис. 2.42.

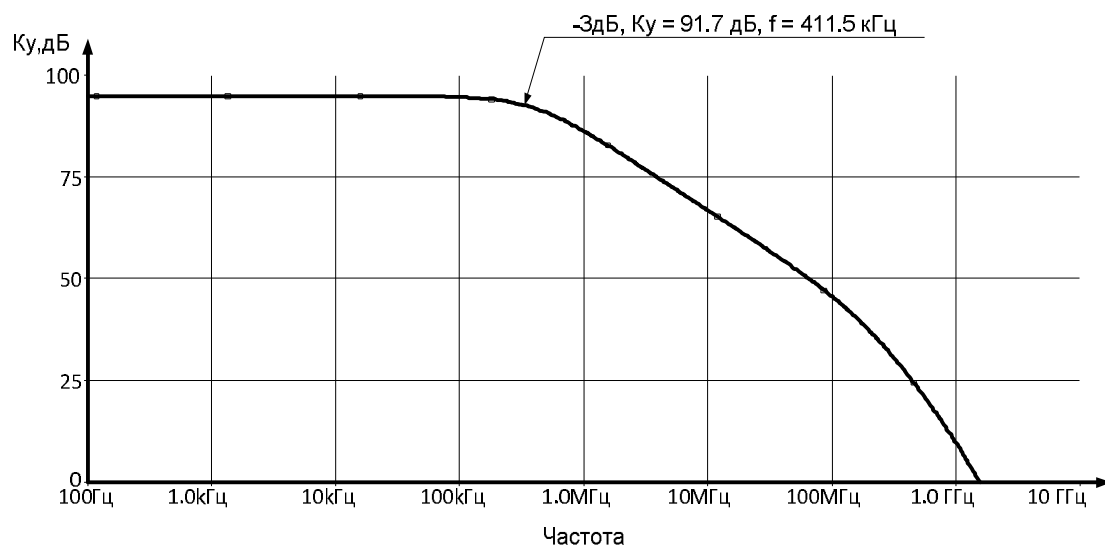


Рис. 2.43. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ

На рис. 2.44 представлена зависимость выходных напряжений для парафазных выходов ДУ рис. 2.42 от входного синусоидального напряжения с амплитудой  $u_{вх} = 1$  мВ. Графики рис. 2.44 показывают, что предлагаемый ОУ имеет два противофазных выходных напряжения и нулевой уровень выходного синфазного статического напряжения.

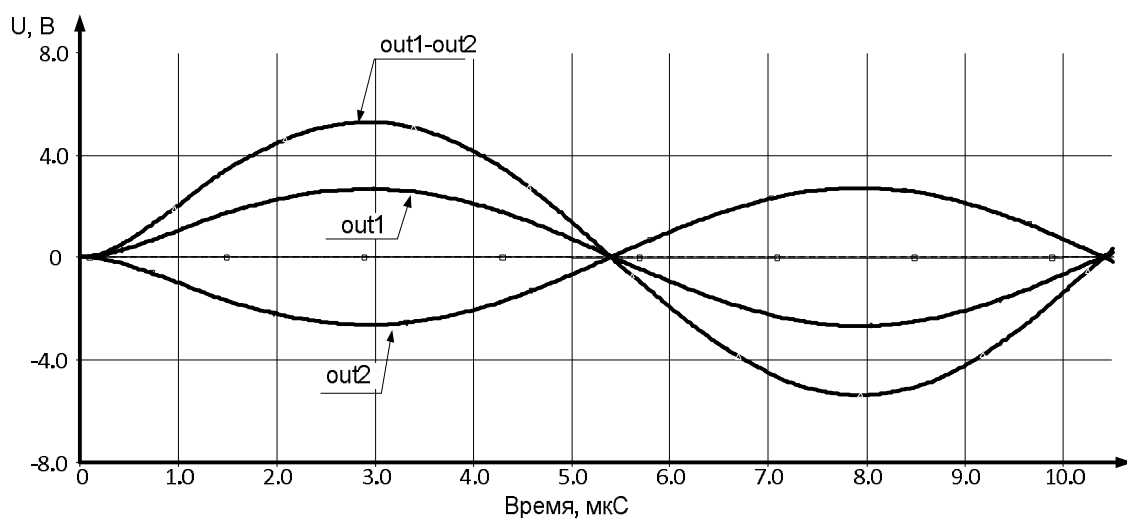


Рис. 2.44. Зависимость выходных напряжений для парафазных выходов ОУ от входного синусоидального напряжения

На рис. 2.45 показана схема ОУ рис. 2.41 в среде компьютерного моделирования PSiPse на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пulsар».

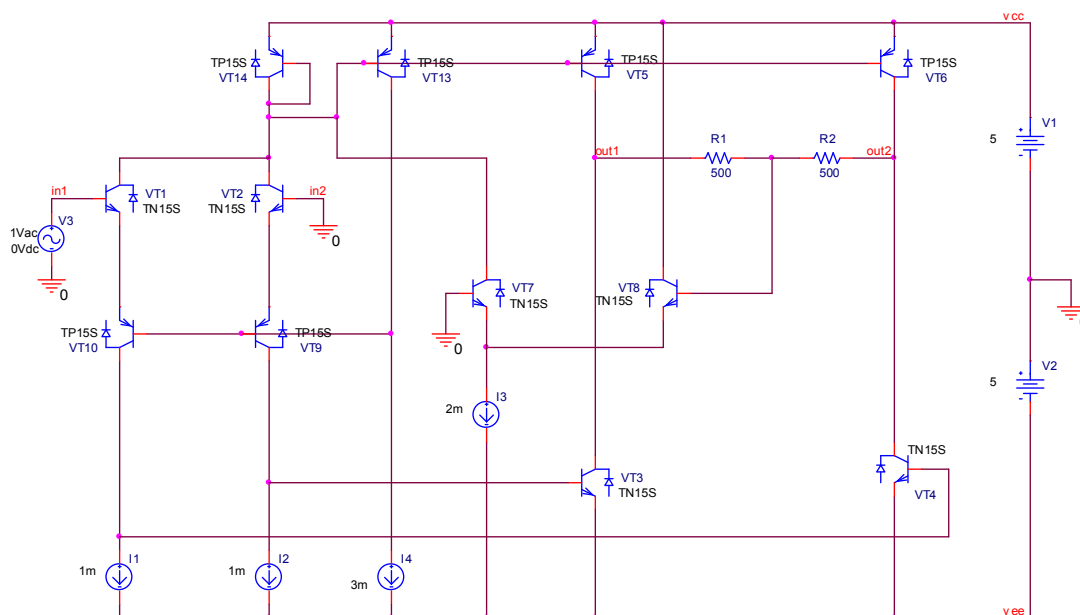


Рис. 2.45. Схема ОУ в среде компьютерного моделирования PSiPse

На рис. 2.46 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ рис. 2.45.

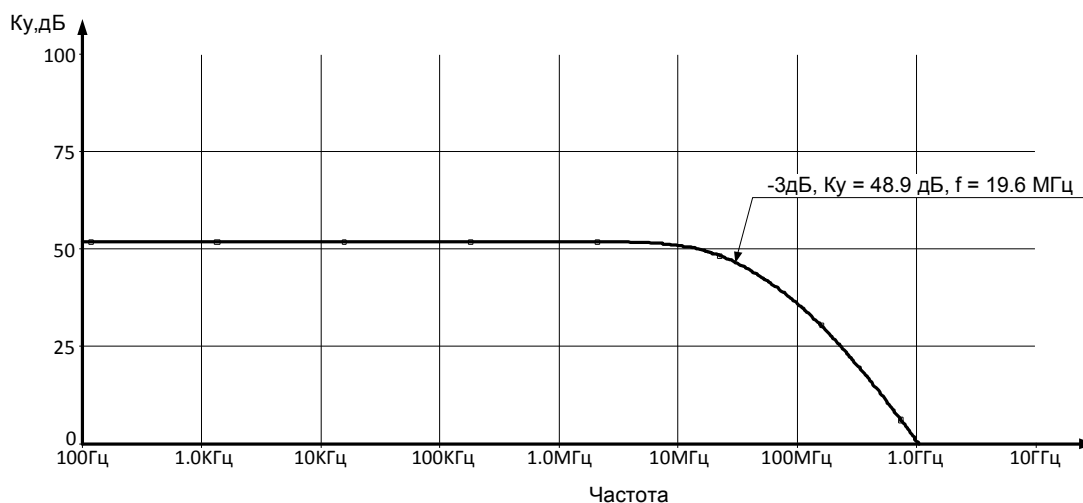


Рис. 2.46. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ

На рис. 2.47 представлена зависимость выходных синфазных напряжений для парафазных выходов от  $u_{вх}=100$  мкВ.

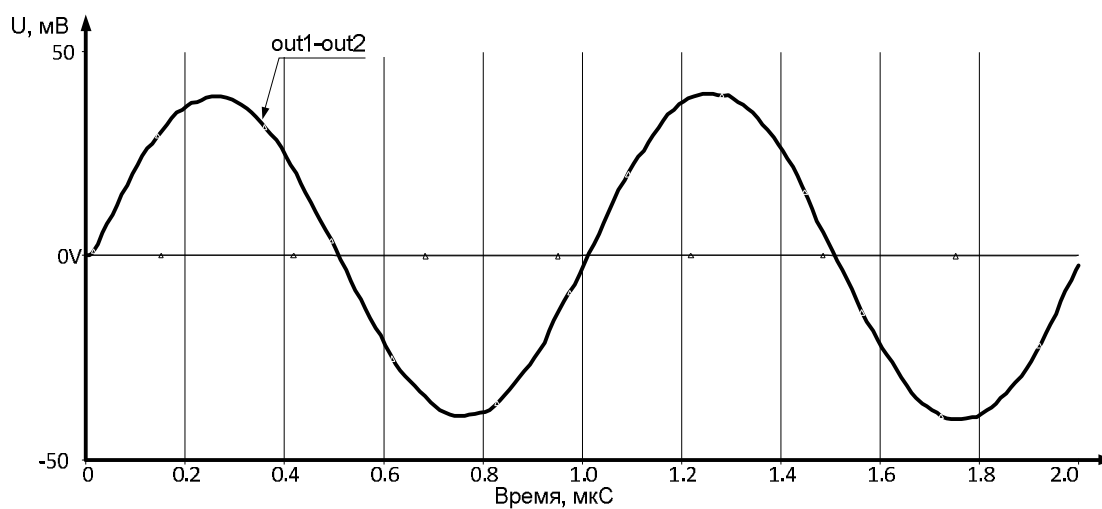


Рис. 2.47. Зависимость выходного дифференциального напряжения для парафазных выходов от  $u_{вх}$

Таким образом, предлагаемый ОУ имеет существенные преимущества в сравнении с классическим.



### 3. МЕТОДЫ РАСШИРЕНИЯ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ ОУ С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ

#### 3.1. Основные инерционности двухкаскадных ОУ

Как показано в [14], одним из функциональных узлов активных RC-фильтров ВЧ- и СВЧ-диапазона являются операционные усилители с парафазным выходом. Классические ОУ данного класса (рис. 3.1) при высоких внутренних сопротивлениях ( $r_2, r_3$ ) источников опорных токов  $I_2, I_3$  имеют недостаточно широкий диапазон рабочих частот, что обусловлено наличием инерционности в высокоимпедансных выходных узлах «А» и «В»:

$$\tau_A \approx r_2 C_{\Sigma A} = r_2 C_{SA}, \quad (3.1)$$

$$\tau_B \approx r_3 C_{\Sigma B} = r_3 C_{SB}, \quad (3.2)$$

где  $C_{\Sigma A}, C_{\Sigma B}$  – эквивалентные постоянные времени, обусловленные паразитными ёмкостями на подложку элементов схемы VT1,  $I_2$  и VT2,  $I_3$  и ёмкостями коллектор-база транзисторов.

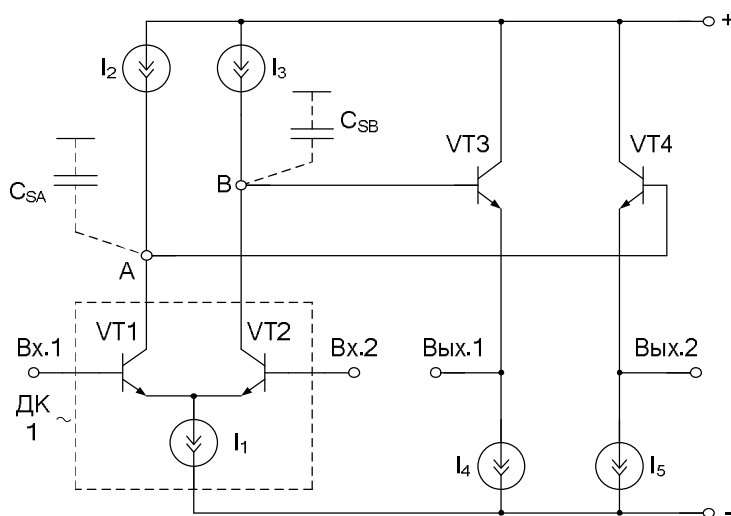


Рис. 3.1. Упрощённая схема классического ОУ с парафазным выходом

Если  $C_{\Sigma A} = C_{\Sigma B} \leq 0,5$  пФ, а  $r_2 \approx r_3 \approx 10^6$  Ом, то  $\tau_A = \tau_B = 510^{-7}$  с, что отрицательно сказывается на верхней граничной частоте  $f_B = \frac{1}{2\pi\tau_A}$  операционного усилителя рис. 3.1.

Расширение диапазона рабочих частот ОУ со структурой рис. 3.1 можно обеспечить за счёт введения специальных цепей взаимной компенсации паразитных ёмкостей.

### 3.2. Операционный усилитель на основе «перегнутого» каскода

На рис. 3.2 представлена схема ОУ с парафазным выходом [15], в котором обеспечивается высокая стабильность статического режима ОУ, а также повышенные значения его коэффициента усиления по напряжению  $K_v$  и верхней граничной частоты  $f_v$  (по уровню – 3дБ).

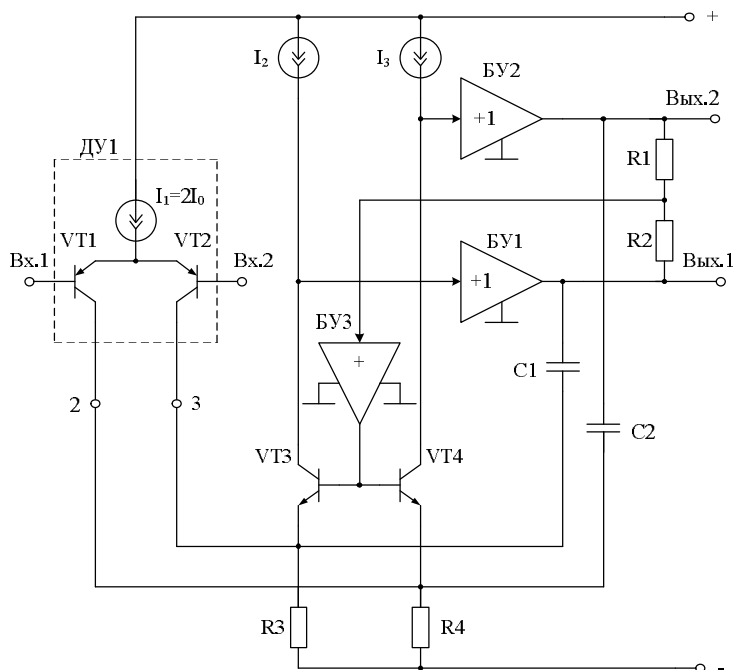


Рис. 3.2. Схема широкополосного ОУ на базе «перегнутого» каскода с цепями взаимной компенсации паразитных ёмкостей

Статический режим по току транзисторов ОУ рис. 3.2 устанавливается токостабилизирующими двухполюсниками  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ . Причём коллекторные ( $I_{ki}$ ) токи транзисторов схемы:

$$I_{k3} = I_{k4} = I_2 = I_3 = I_0, \quad (3.3)$$

$$I_{K1} = I_{K2} = \frac{I_1}{2} = I_0,$$

где  $I_0$  – заданное значение опорного тока, например, 1 мА.

Статические напряжения на выходах ОУ (Вых.1, Вых.2) при нулевом входном сигнале ( $u_{\text{вх}}=0$ ) близко к нулю, что обеспечивается неинвертирующим каскадом БУЗ:

$$U_{\text{BHX}1} \approx U_{\text{BHX}2} \approx 0. \quad (3.4)$$

При этом синфазная нестабильность или технологические изменения токов  $I_2$ ,  $I_3$  передаются на выходы Вых.1 и Вых.2 и вызывают «подстройку» коллекторных токов транзисторов VT3 и VT4, что в конечном итоге стабилизирует статический режим схемы.

Таким образом, статический режим транзисторов схемы рис. 3.2 не зависит от дифференциальных сопротивлений ( $r_1 = r_2 = r_3$ ) токостабилизирующих двухполюсников  $I_2$ ,  $I_3$ , которые для повышения  $K_y$  до уровня 60÷70 дБ могут выполняться в виде источников тока. В классических схемах такое исполнение элементов не приемлемо из-за проблем с устойчивостью статического режима. Повышенные значения  $r_1 = r_2 = r_3$  позволяют получить в схеме рис. 3.2 повышенные значения  $K_y$ .

На рис. 3.3 представлена схема рис. 3.2 с конкретным выполнением буферных усилителей БУ1 и БУ2, а также неинвертирующего каскада БУ3.

В данном ОУ буферный усилитель БУ1 реализован на транзисторе VT7 и источнике тока  $I_5$ , а буферный усилитель БУ2 содержит соответственно транзистор VT6 и источник опорного тока  $I_4$ . Кроме этого неинвертирующий каскад БУ3 реализован здесь на транзисторе VT5, резисторах R5, R6 и p-n переходе VD1. Конденсаторы C3 и C4 моделируют эквивалентные ёмкости в соответствующих высокоимпедансных узлах, которые обусловлены ёмкостями на подложку элементов VT3,  $I_2$ , VT4,  $I_3$ , а также ёмкостями коллектор-база транзисторов VT3, VT7 и VT4, VT6.

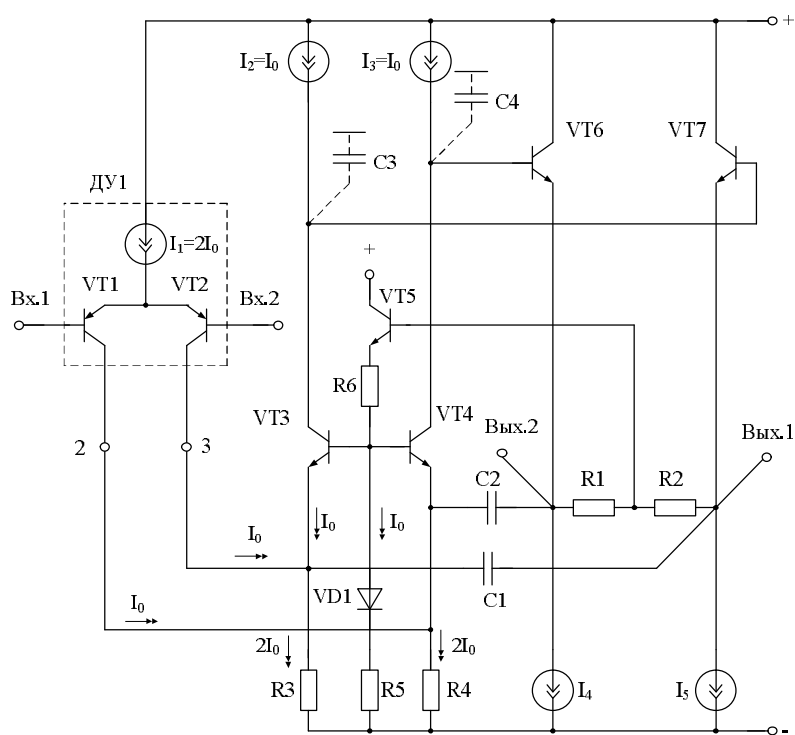


Рис. 3.3. Схема ОУ с конкретным выполнением буферных усилителей

На рис. 3.4 приведена схема ОУ рис. 3.3 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

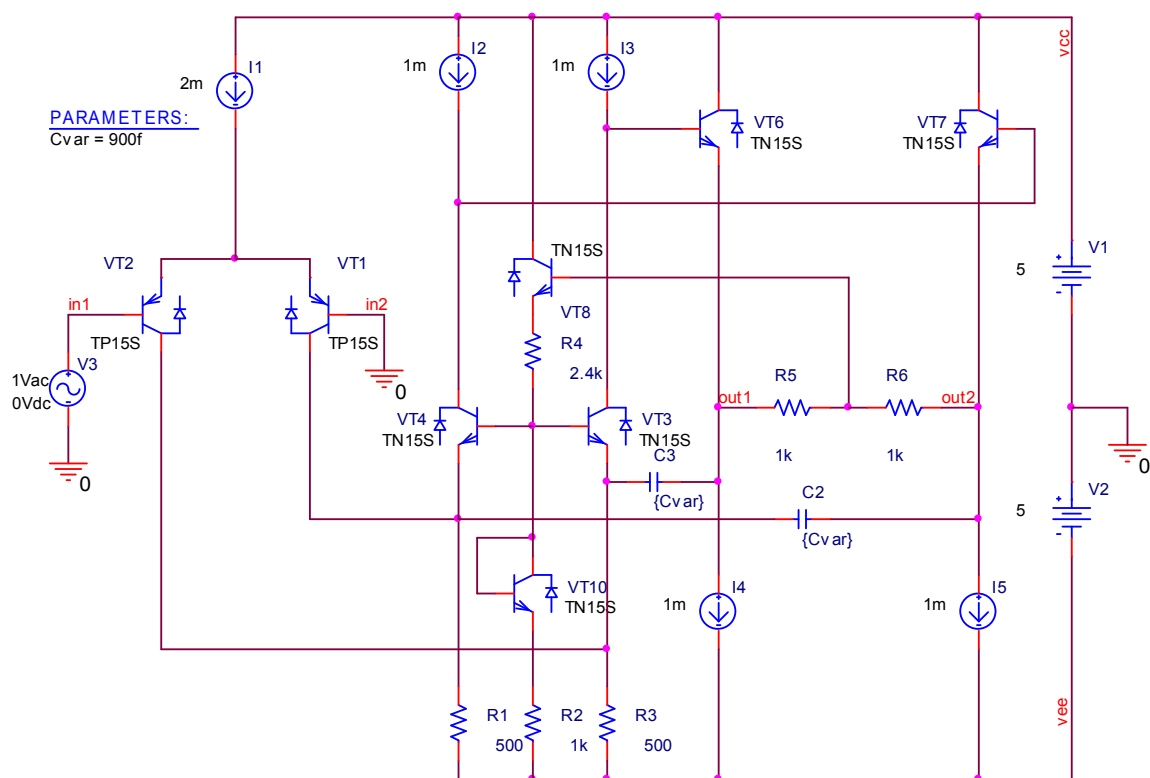


Рис. 3.4. Схема ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

Особенность ОУ рис. 3.2 состоит в том, что за счёт введения корректирующих конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  более чем на порядок расширяется диапазон его рабочих частот (рис. 3.5) – верхняя граничная частота  $f_b$  увеличивается от 4,3 до 48,3 мГц. Данный эффект объясняется взаимной компенсацией эквивалентной ёмкости на подложку  $C_3$  ( $C_4$ ) ёмкостью корректирующего конденсатора  $C_1$  ( $C_2$ ). При этом эффективные ёмкости в высокоимпедансных узлах  $C_{3.эф}$ ,  $C_{4.эф}$  уменьшаются до величины:

$$C_{3.эф} \approx C_3(1 - \alpha_3), \quad (3.5)$$

$$C_{4.эф} \approx C_4(1 - \alpha_4), \quad (3.6)$$

где  $\alpha_3 \approx \alpha_4 \approx 0,9 \div 0,99$  – коэффициент усиления по току эмиттера транзисторов VT3 и VT4.

В результате эквивалентные постоянные времени в высокоимпедансных узлах (коллекторах транзисторов VT3 и VT4) уменьшаются, что повышает более чем на порядок верхнюю граничную частоту  $f_b$  ОУ (рис. 3.5).

На рис. 3.5 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ рис. 3.4 при разных значениях ёмкостей корректирующих конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ .

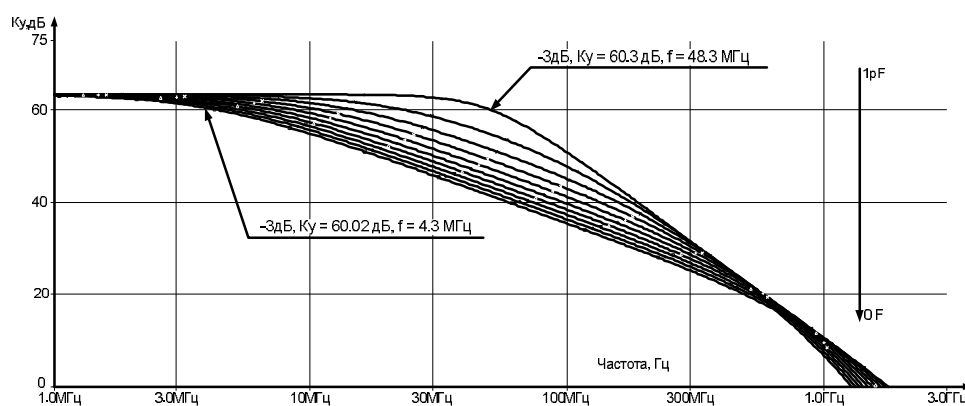


Рис. 3.5. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению

На рис. 3.6 приведена зависимость выходных напряжений ОУ при входном синусоидном сигнале  $U_{in1} = 1$  мВ.

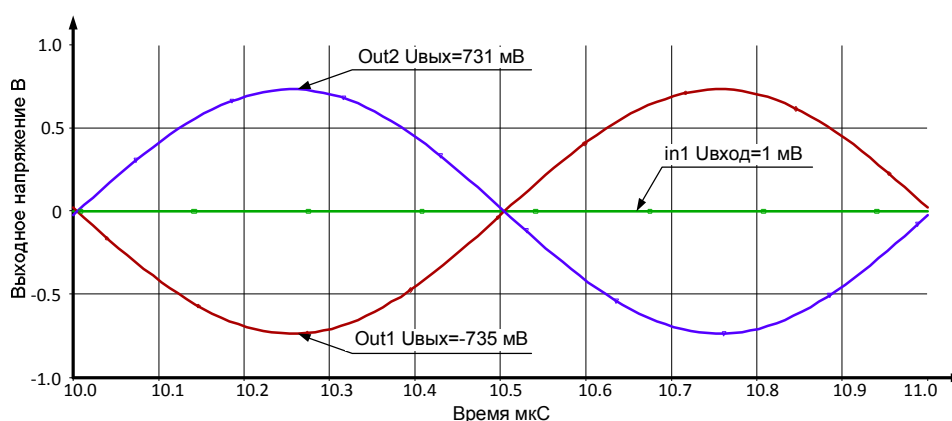


Рис. 3.6. Зависимость выходных напряжений ОУ при входном синусоидном сигнале  $U_{in1} = 1$  мВ

Результаты компьютерного моделирования схемы рис. 3.4 показывают (рис. 3.5, рис. 3.6), что на основе ОУ (рис. 3.2) могут быть реализованы RC-фильтры ВЧ- и СВЧ-диапазонов [14].

### 3.3. Схемы ОУ с обобщённым входным дифференциальным каскадом произвольной архитектуры

В общем случае входной каскад ОУ с парафазным выходом может иметь произвольную архитектуру. На рис. 3.7 приведена схема широкополосного ОУ с таким обобщённым входным каскадом [16]. Решаемая им задача – расширение диапазона рабочих частот ( $f_B$ ) для традиционных применений – работе ОУ в схемах с общей отрицательной обратной связью.

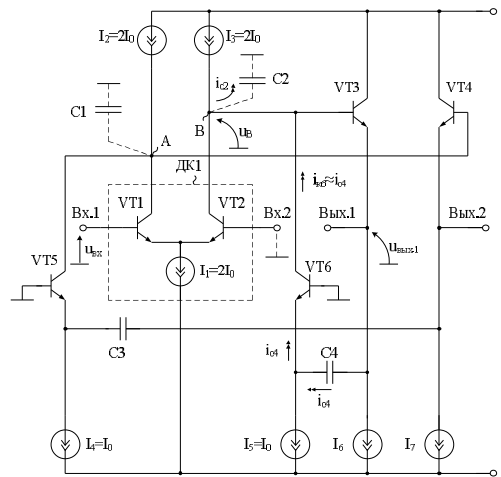


Рис. 3.7. Схема широкополосного ОУ с произвольным входным каскадом

В качестве токостабилизирующих двухполюсников  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_6$ ,  $I_7$ , а также двухполюсников коллекторной нагрузки  $I_2$ ,  $I_3$  рекомендуется использовать классические источники опорного тока на транзисторах или сравнительно высокоомные резисторы.

Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  моделируют наличие паразитных ёмкостей на подложку в узлах А и В. Кроме этого, входной дифференциальный каскад ДК1 реализован на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  и классическом источнике опорного тока  $I_1$ .

При введении отрицательной обратной связи статический режим по току транзисторов ОУ устанавливается двухполюсниками  $I_1 \div I_7$ :

Под действием положительного сигнала  $u_{BX}$  на входе Вх.1 изменяется напряжение  $u_B$  в узле «В», которое с единичным коэффициентом передачи передаётся на выход устройства Вых.1. Изменения  $u_B$  и  $u_{ВЫХ.1}$  создают токи  $i_{c2}$  и  $i_{c4}$  через паразитную ёмкость на подложку  $C2$  и через корректирующий конденсатор  $C4$ , зависящие от их численных значений и частоты сигнала.

На рис. 3.8 представлен ОУ с типовой обратной связью в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

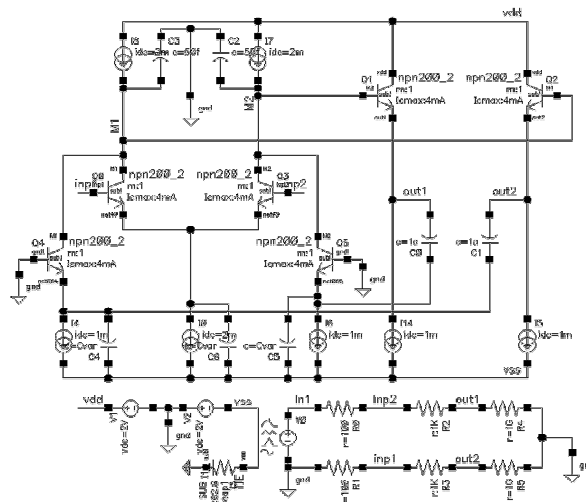


Рис. 3.8. Схема ОУ с типовой обратной связью в среде компьютерного моделирования Cadence

На рис. 3.9 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ при разных значениях ёмкости корректирующих конденсаторов ( $C_3=C_4=C_n=0\div 80$  фФ). Приращение тока  $i_4$  поступает в эмиттер транзистора VT6 и, далее, в его коллектор, что компенсирует изменение тока  $i_2$  через паразитную ёмкость C2. Если ёмкости конденсаторов C2 и C4 (C1 и C3) приблизительно одинаковы, то влияние паразитной ёмкости C2 на частотную характеристику ОУ компенсируется ёмкостью корректирующего конденсатора C4.

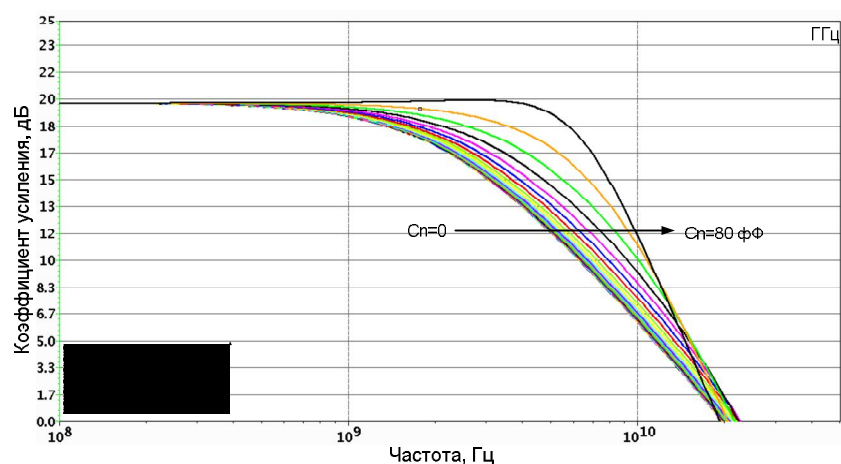


Рис. 3.9. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ

График рис. 3.10 характеризуют зависимость верхней граничной частоты  $f_v$  (по уровню  $-3$  дБ) ОУ от ёмкости корректирующих конденсаторов  $C_0=C_1=C_3=C_4=C_n=0\div 80$  фФ при паразитных емкостях в узлах А и В  $C_1=C_2=100$  фФ. При рациональном выборе  $C_3=C_4=C_n$  диапазон рабочих частот ОУ улучшается в  $2\div 3$  раза.

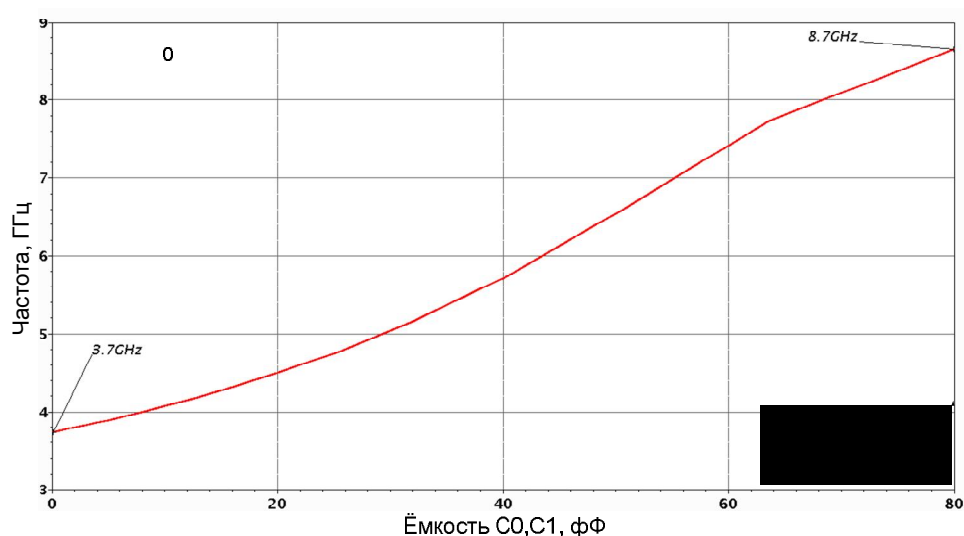


Рис. 3.10. Зависимость верхней граничной частоты  $f_v$  (по уровню  $-3$  дБ) ОУ от ёмкости корректирующих конденсаторов

Ещё больший выигрыш по верхней граничной частоте реализуется, если в качестве токостабилизирующих двухполюсников  $I_4$  и  $I_5$  применить не транзисторные источники тока, а резисторы, характеризующиеся меньшей паразитной ёмкостью на подложку.

### 3.4. Операционные усилители с местной отрицательной обратной связью по дифференциальному сигналу

Как отмечалось выше, существенный недостаток классического ОУ с местной отрицательной обратной связью во входном каскаде (рис. 3.11) состоит в том, что он имеет недостаточно широкий диапазон рабочих частот. Это обусловлено постоянными времени ( $\tau_1, \tau_2$ ) в высокоимпедансных коллекторных цепях входных транзисторов VT1 и VT2:

$$\tau_1 \approx r_1 C_1, \quad (3.7)$$

$$\tau_2 \approx r_2 C_2, \quad (3.8)$$

где  $r_1, r_2$  – эквивалентные проводимости в коллекторных цепях входных транзисторов VT1 и VT2;

$C_1, C_2$  – эквивалентные ёмкости, обусловленные паразитными ёмкостями на подложку элементов схемы VT1, VT2,  $I_1, I_2$ .

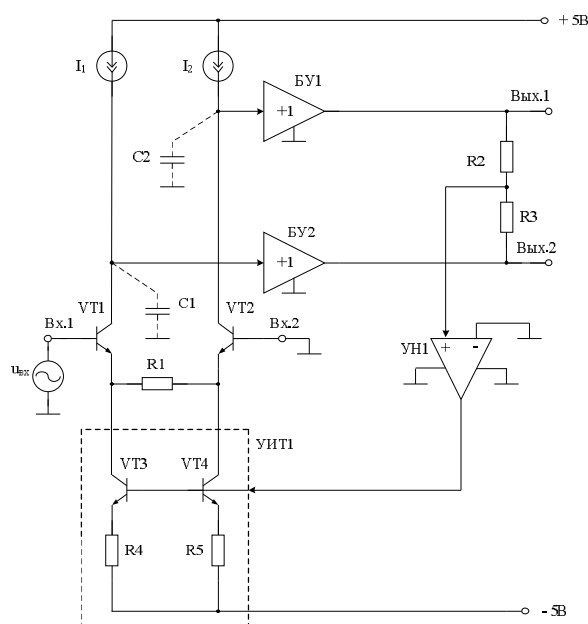


Рис. 3.11. Схема классического ОУ с местной ООС во входном каскаде

На рис. 3.12 представлена схема ОУ с цепями взаимной компенсации паразитных ёмкостей [17]. В нём созданы условия, при которых обеспечивается повышение верхней граничной частоты  $f_v$  (по уровню – 3дБ).

Управляемый источник тока УИТ1 реализован в схеме рис. 3.12 на базе транзисторов VT3, VT4 и резисторов R4, R5.



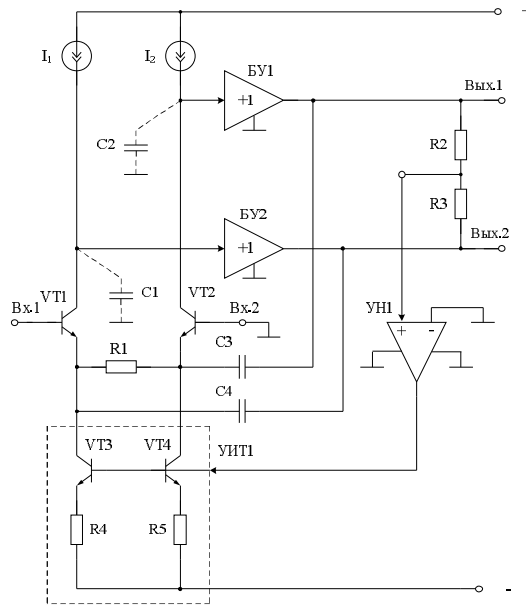


Рис. 3.12. Схема ОУ с цепями взаимной компенсации паразитных ёмкостей

Статический режим по току транзисторов модифицированного ДУ рис. 3.12 устанавливается цепью отрицательной обратной связи и токостабилизирующими двухполюсниками  $I_1$  и  $I_2$ . Причём коллекторные ( $I_{кi}$ ) токи транзисторов схемы:

$$\begin{aligned} I_{к1} = I_{к2} = I_1 = I_2 = I_0, \\ I_{к3} = I_{к4} \approx I_0, \end{aligned} \quad (3.9)$$

где  $I_0$  – заданное значение опорного тока, например, 1 мА.

Статические напряжения на выходах ОУ (Вых.1, Вых.2) при нулевом входном сигнале ( $u_{вх}=0$ ) близко к нулю, что обеспечивается вспомогательным усилителем напряжения УН1:

$$U_{вых.1} \approx U_{вых.2} \approx 0. \quad (3.10)$$

В предлагаемом ОУ за счет введения корректирующих конденсаторов  $C_3$  и  $C_4$  почти на порядок расширяется диапазон рабочих частот (рис. 3.14) – верхняя граничная частота  $f_v$  увеличивается от 1,1 до 8,5 мГц. Данный эффект объясняется взаимной компенсацией паразитной ёмкости на подложку  $C_1$  ( $C_2$ ) ёмкостью корректирующего конденсатора  $C_3$  ( $C_4$ ). При этом эффективные ёмкости  $C_{1.эф}$ ,  $C_{2.эф}$  при  $R_2 \gg r_{э1} = r_{э2}$  уменьшаются до величины:

$$C_{1.э.} = C_1 \left(1 - \alpha_1 \frac{C_4}{C_1}\right), \quad (3.11)$$

$$C_{2.э.} = C_2 \left(1 - \alpha_2 \frac{C_3}{C_2}\right), \quad (3.12)$$

где  $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0,9 \div 0,99$  – коэффициент усиления по току эмиттера транзисторов VT1 и VT2 при токах эмиттера ( $1 \div 0,25$ ) мА;  $r_{э1} = r_{э2} = 25 \div 100$  Ом – сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT1 и VT2.

В результате эквивалентные постоянные времени в высокоимпедансных узлах (коллекторах транзисторов VT1 и VT2) уменьшаются, что повышает почти на порядок верхнюю граничную частоту  $f_B$  ОУ (рис. 3.14).

На рис. 3.13 приведена схема ОУ рис. 3.12 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

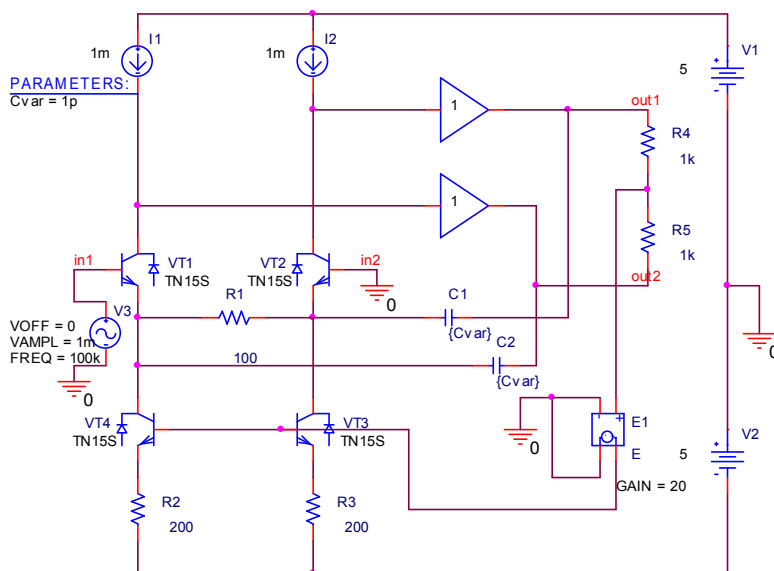


Рис. 3.13. Схема ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 3.14 представлена частотная зависимость коэффициента усиления ( $K_u$ ) ОУ рис. 3.13 при различных значениях ёмкостей конденсаторов  $C_1=C_2=C_{var}$ , соответствующих элементов C3 и C4 в схеме рис. 3.12.

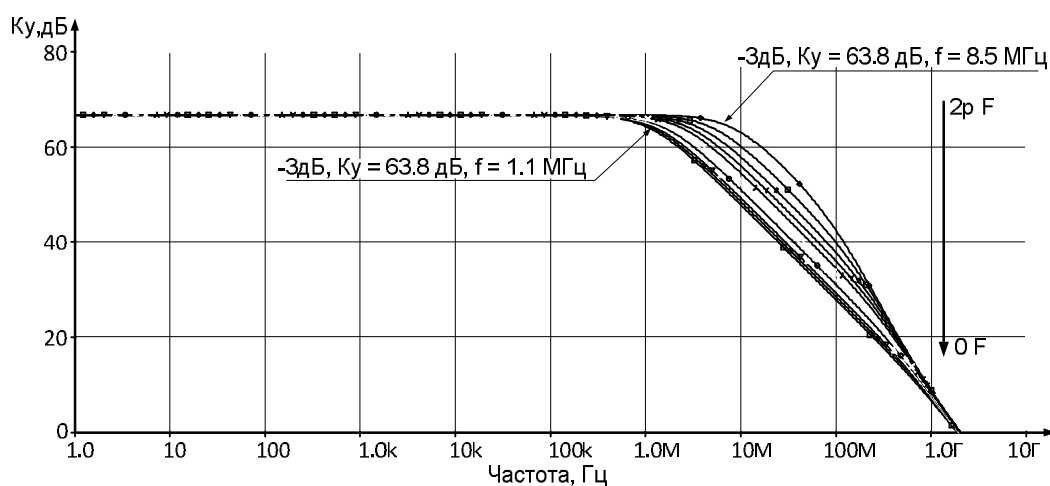


Рис. 3.14. Частотная зависимость коэффициента усиления ОУ при различных значениях емкостей конденсаторов  $C_1=C_2=C_{var}$

На рис. 3.15 показана зависимость выходных напряжений ОУ рис. 3.13 при входном сигнале  $in1 = 100$  мкВ на частоте 1 МГц и значениях  $C1 = C2 = 1$  пФ.

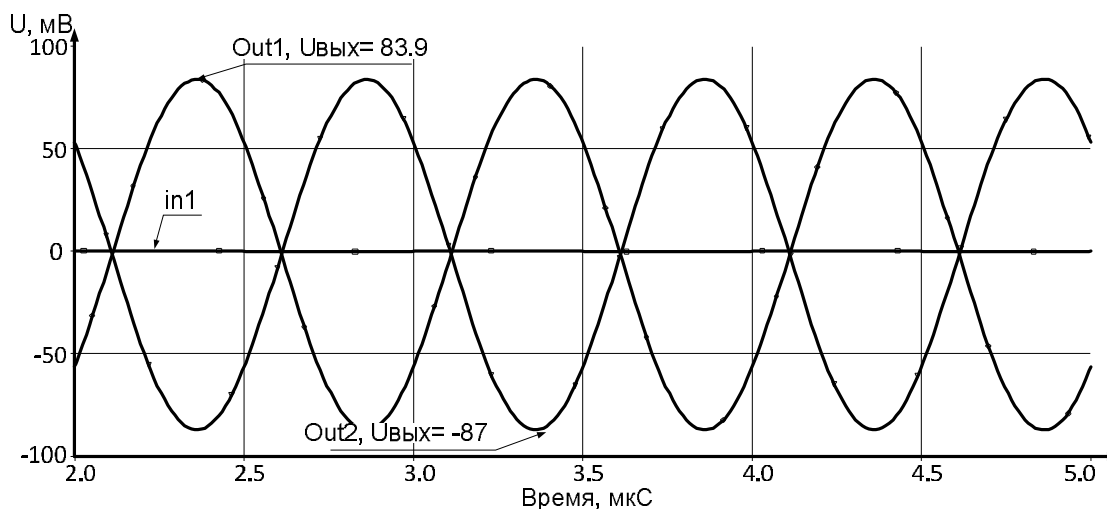


Рис. 3.15. Зависимость выходных напряжений ОУ при входном сигнале  $in1 = 100$  мкВ на частоте 1 МГц и значениях  $C1 = C2 = 1$  пФ

Результаты компьютерного моделирования схемы рис. 3.13 показывают, что на основе ОУ (рис. 3.12) могут быть построены активные RC-фильтры ВЧ- и СВЧ-диапазонов.

### 3.5. Широкополосные дифференциальные операционные усилители с параллельными каналами

В современной микроэлектронике широко применяются схемы классических дифференциальных операционных усилителей (ДОУ) [18, 19] с отрицательной обратной связью (ООС) по синфазному сигналу, которые стали основой многих серийных аналоговых микросхем первого и второго поколения. В последние годы ДОУ данного класса стали снова активно применяться в структуре нелинейных СВЧ-устройств с низкоомным дифференциальным выходом [18, 19], реализованных на базе SiGe-технологий. Это связано с возможностью построения на их основе активных RC-фильтров и перемножителей гигагерцевого диапазона для современных и перспективных систем связи. В значительной степени этому способствует простота установления статического режима ДОУ при низковольтном питании ( $1,2 \div 2,1$  В), которое характерно для SiGe-транзисторов с предельными частотами  $120 \div 160$  ГГц.

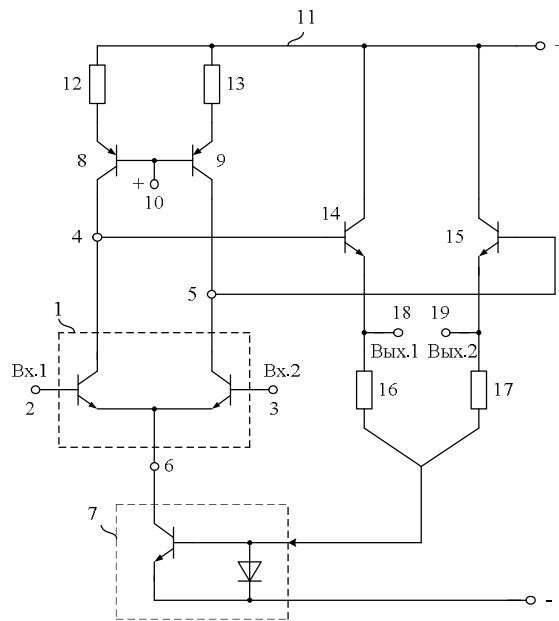
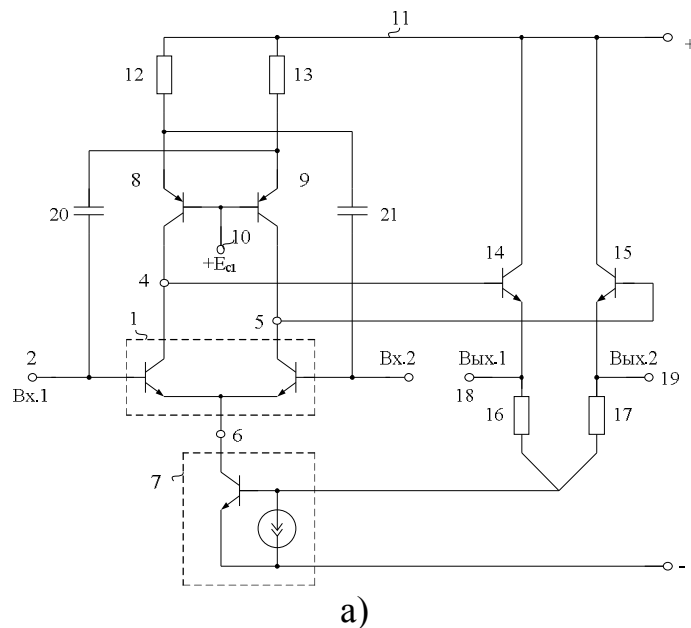


Рис. 3.16. Классическая схема ОУ с дифференциальным выходом [18]

Недостатком классического (рис. 3.16) широкополосного операционного усилителя (ШОУ) является то, что он имеет недостаточно высокие значения верхней граничной частоты  $f_b$ , что ограничивает предельный диапазон частот ШОУ при работе в схемах с глубокой отрицательной обратной связью [19].

В предлагаемой ниже архитектуре ШОУ (рис. 3.17) решается проблема расширения диапазона рабочих частот и, как следствие, нелинейных электронных устройств и СФ-блоков на его основе.



а)

Рис. 3.17. Метод расширения частотного диапазона ШОУ [20]  
(начало; окончание см. на с. 63)

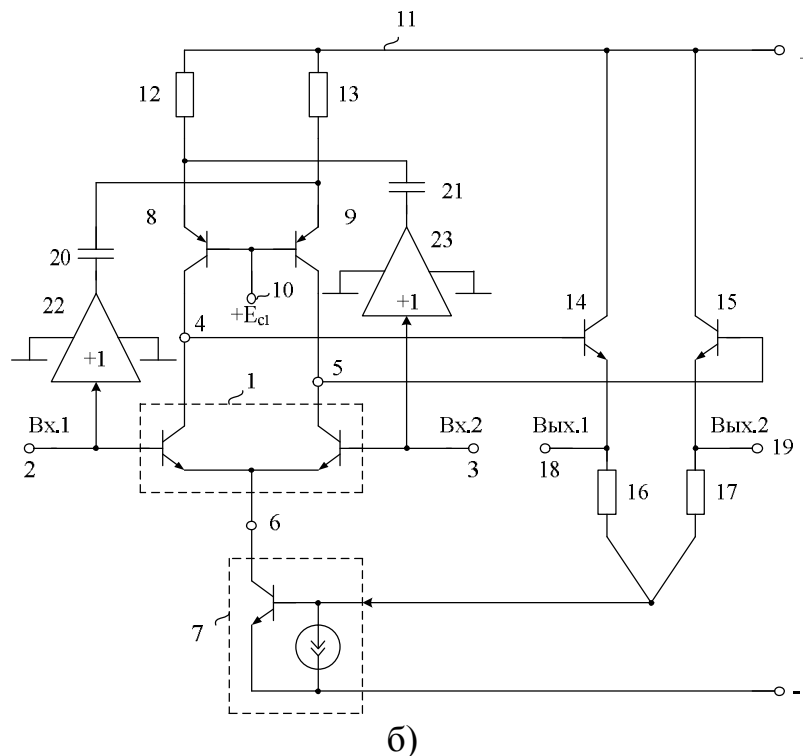


Рис. 3.17. Окончание (начало см. на с. 62)

Рассмотрим работу схемы ШОУ (рис. 3.17б).

Статический режим по току входных транзисторов, например, в схеме включения (рис. 3.19) устанавливается цепью отрицательной обратной связи по синфазному сигналу и двухполюсниками 12 и 13, а также источником напряжения смещения 10. При этом эмиттерные токи транзисторов 14 и 15 определяются входной цепью управляемого источника опорного тока 7.

В типовой схеме включения ОУ (рис. 3.17), например, в структуре драйвера линии связи (рис. 3.19) частотные свойства петли отрицательной обратной связи определяются амплитудно-частотной характеристикой входного каскада 1 и паразитными ёмкостями в цепи первого 4 и второго 5 выходов, зависящими от ёмкостей на подложку и ёмкостей коллектор-база транзисторов схемы. В классическом ШОУ это приводит к формированию достаточно небольших значений верхней граничной частоты  $f_b \ll f_t$ , где  $f_t$  – граничная частота усиления транзисторов [19].

В предлагаемом ШОУ с помощью конденсаторов 20 и 21 создаётся более высокочастотный (чем через транзисторы входного каскада 1) канал передачи сигнала со входов 2 и 3 к выходным узлам 4 и 5. Действительно, входной сигнал передаётся через элементы 22, 20 и 23, 21 на выходы 4 и 5 по более высокочастотным каналам – транзисторы 8 и 9, включённые по схеме с общей базой, характеризующейся большей широкополосностью, чем схема с общим эмиттером (каскад 1). В результате операционный усилитель становится более широкополосным.

Следует отметить, что введение предлагаемых элементов частотной коррекции не ухудшает запас устойчивости ШОУ при одновременном повышении  $f_B$  – выброс ЛАЧХ не превышает 0,2 дБ (рис. 3.20б).

64

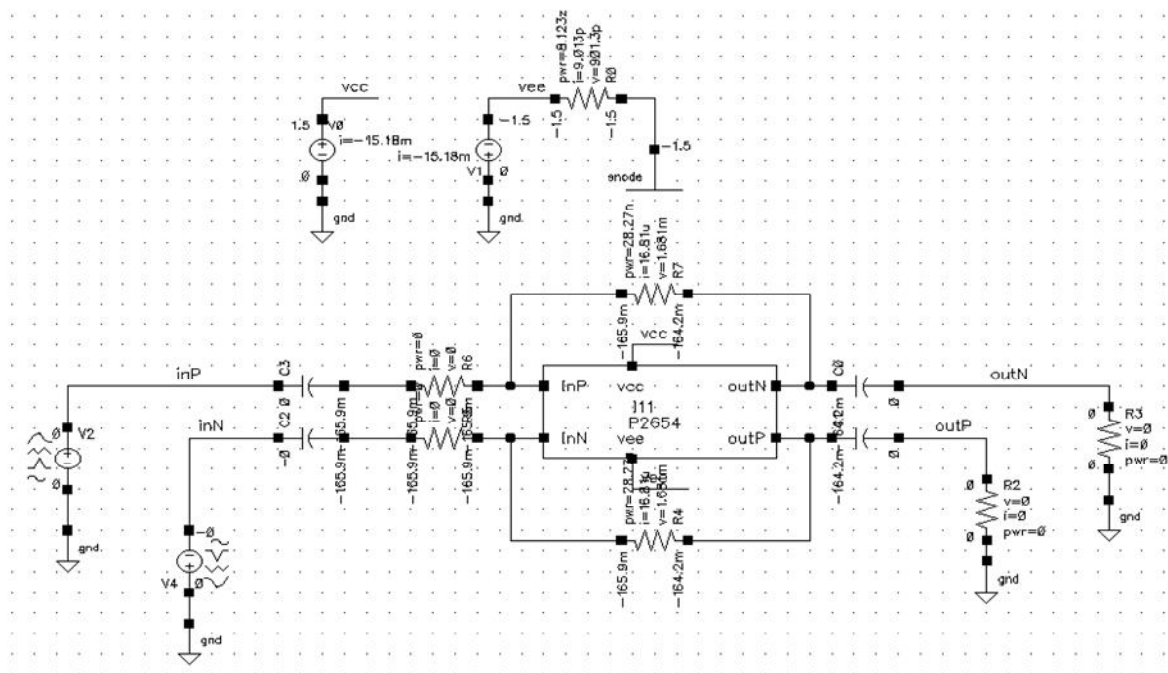
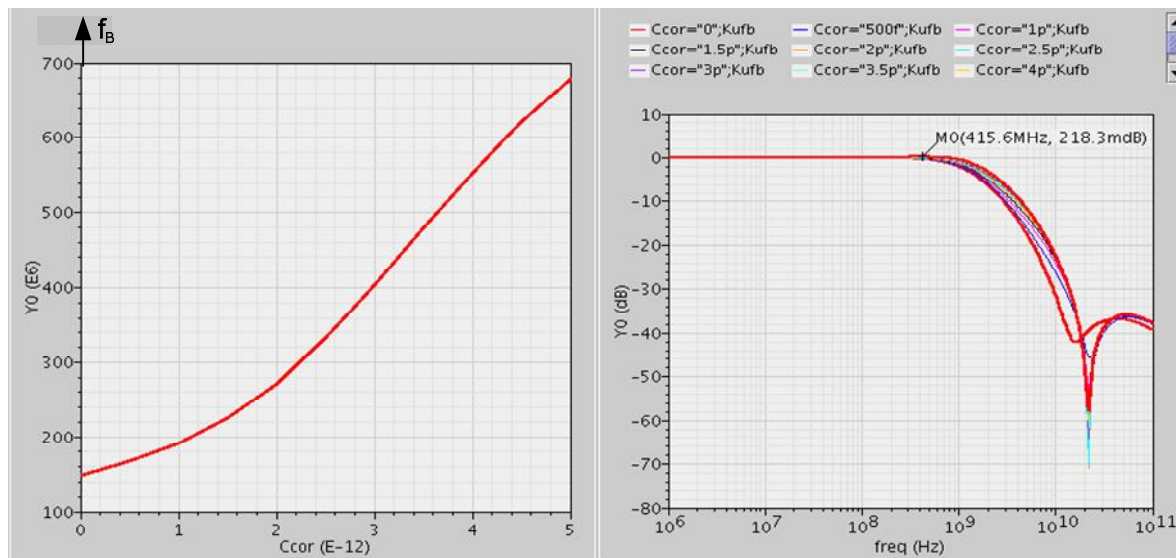


Рис. 3.19. Схема включения ШОУ

На рис. 3.20а показан график изменения верхней граничной частоты  $f_B$  по уровню (-3 дБ), а на рис. 3.20б – ЛАЧХ дифференциального коэффициента усиления для ОУ (рис. 3.18) (включение  $K_{\pi} = -1$ , рис. 3.19) при вариации ёмкостей коррекции 20 и 21  $C_{20}=C_{21}=C_{cor}=0,5$  пФ с шагом 0,5 пФ.



а)

б)

Рис. 3.20. Графики верхней граничной частоты  $f_B$  и ЛАЧХ дифференциального коэффициента усиления ШОУ

Таким образом, предлагаемый широкополосный усилитель обеспечивает в 4-5 раз большую полосу пропускания. Это весьма существенно для интерфейсных микросхем систем связи и телекоммуникаций. Данное решение можно использовать для усиления аналоговых высокочастотных сигналов в структуре аналоговых интерфейсов различного функционального назначения (например, драйверах линий связи), базовых узлах нелинейных СФ-блоков.

### 3.6. Двухкаскадные ОУ с парафазным выходом и драйверы дифференциальных линий связи на их основе

Схемы широкополосных двухкаскадных дифференциальных операционных усилителей (ОУ) с парафазным (дифференциальным) выходом стали основой многих серийных микросхем и драйверов дифференциальных линий связи.

На рис. 3.21 представлена упрощённая схема классического широкополосного ОУ с парафазным выходом, широко используемая проектировщиками драйверов линий связи, на которой показаны её основные паразитные ёмкости.

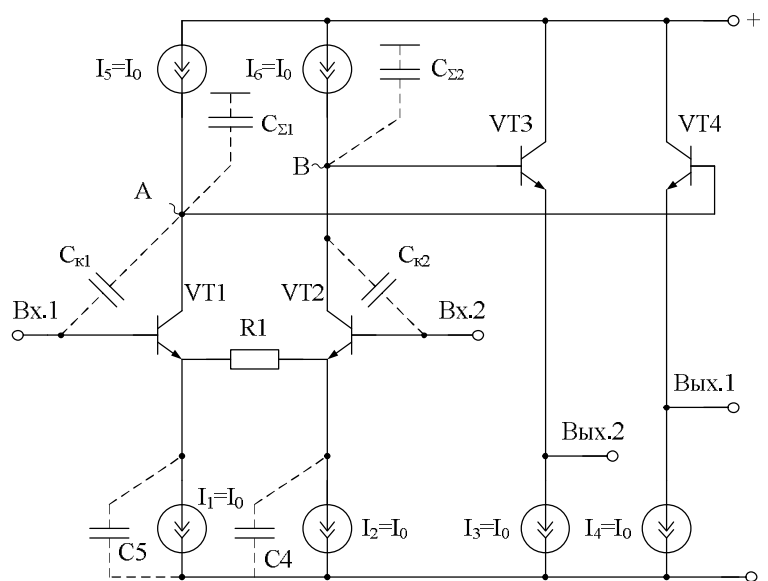


Рис. 3.21. Паразитные ёмкости в схеме классического широкополосного ОУ с парафазным выходом

Как следствие, классический ОУ имеет недостаточно широкий диапазон рабочих частот, что обусловлено постоянными времени в высокоимпедансных узлах «А» и «В»:

$$\tau_1 \approx r_1 C_{\Sigma 1}, \quad (3.13)$$

$$\tau_2 \approx r_2 C_{\Sigma 2}, \quad (3.14)$$



где  $r_1, r_2$  – эквивалентные сопротивления в высокоимпедансных узлах А и В;  $\tau_1, \tau_2$  – эквивалентные постоянные времени, обусловленные паразитными ёмкостями на подложку элементов схемы VT1, I<sub>5</sub> и VT2 I<sub>6</sub>. Если  $C_{\Sigma 1} = C_{\Sigma 2} \leq 0,5$  пФ, а  $r_1 \approx r_2 \approx 10^6$  Ом, то  $\tau_1 = \tau_2 = 510^{-7}$  с, что отрицательно сказывается на верхней граничной частоте устройства  $f_B = \frac{1}{2\pi\tau_1}$ .

На рис. 3.22 представлена архитектура предлагаемого широкополосного ОУ. Решаемая им задача – создание на основе цепей компенсации дополнительных условий, при которых обеспечиваются повышение верхней граничной частоты  $f_B$  (по уровню – 3дБ).

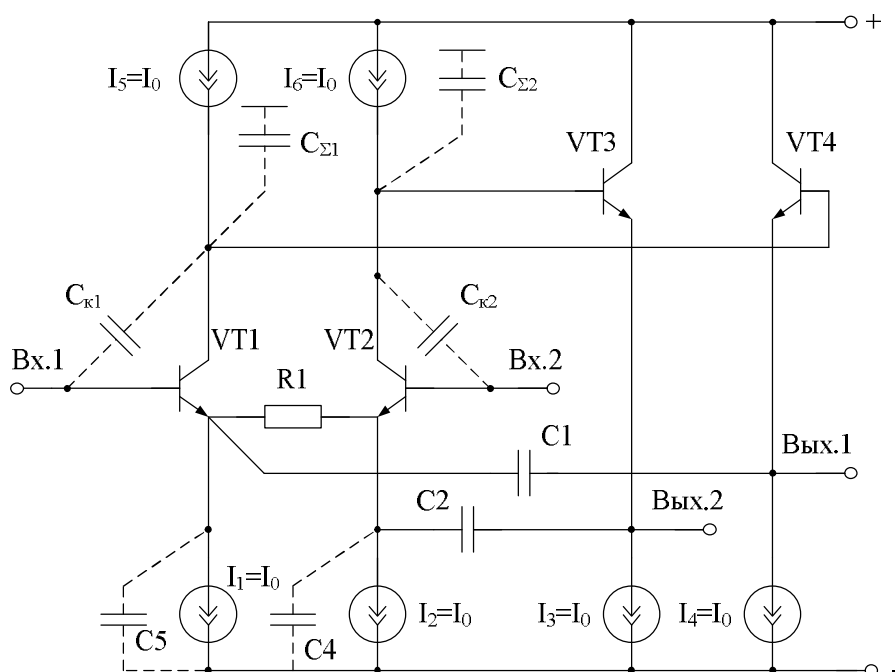


Рис. 3.22 Архитектура широкополосного ОУ с цепями взаимной компенсации паразитных ёмкостей

Замечательная особенность ОУ рис. 3.22 состоит в том, что за счёт введения корректирующих конденсаторов C1 и C2 более чем на порядок расширяется диапазон рабочих частот ОУ (рис. 3) – верхняя граничная частота  $f_B$  увеличивается от 4,3 до 48,3 мГц.

На рис. 3.23 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ДУ рис. 3.22 при разных значениях ёмкостей корректирующих конденсаторов C1 и C2.

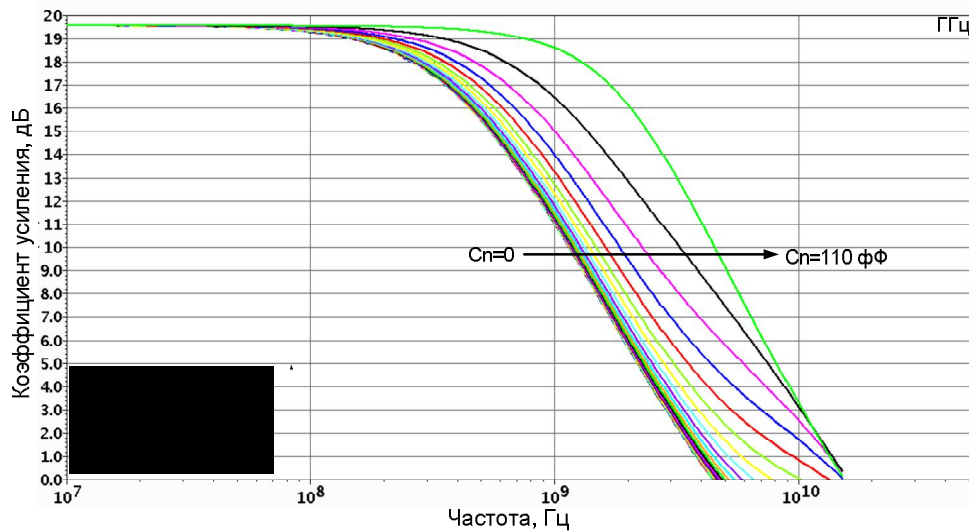


Рис. 3.23 Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ДУ при разных значениях корректирующих конденсаторов  $C_1=C_2=C_n$

Данный эффект объясняется взаимной компенсацией эквивалентной ёмкости на подложку  $C_{\Sigma 1}$  ( $C_{\Sigma 2}$ ) специально вводимой ёмкостью корректирующего конденсатора  $C_1$  ( $C_2$ ). При этом эффективные ёмкости  $C_{\Sigma 1.эф}$ ,  $C_{\Sigma 2.эф}$  уменьшаются до величины:

$$C_{\Sigma эф} \approx C_{\Sigma 1} (1 - \alpha_1), \quad (3.15)$$

$$C_{\Sigma эф} \approx C_{\Sigma 2} (1 - \alpha_2), \quad (3.16)$$

где  $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0,9 \div 0,99$  – коэффициент усиления по току эмиттера транзисторов VT1 и VT2.

В результате эквивалентные постоянные времени в высокоимпедансных узлах «А» и «В» (коллекторах транзисторов VT2 и VT2) уменьшаются, что повышает более чем на порядок верхнюю граничную частоту  $f_v$  ОУ (рис. 3.23).

На рис. 3.24 показана зависимость выходных напряжений ОУ при входном синусоидном сигнале.

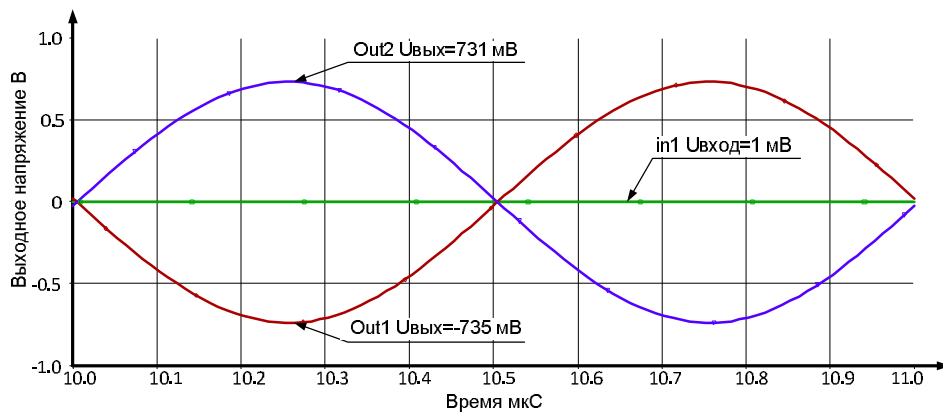


Рис. 3.24. Зависимость выходных напряжений ОУ при входном синусоидном сигнале

Пример построения драйвера дифференциальных линий связи на основе ОУ рис. 3.22 с элементами обратной связи R2, R3, R4, R5 показан на рис. 3.25.

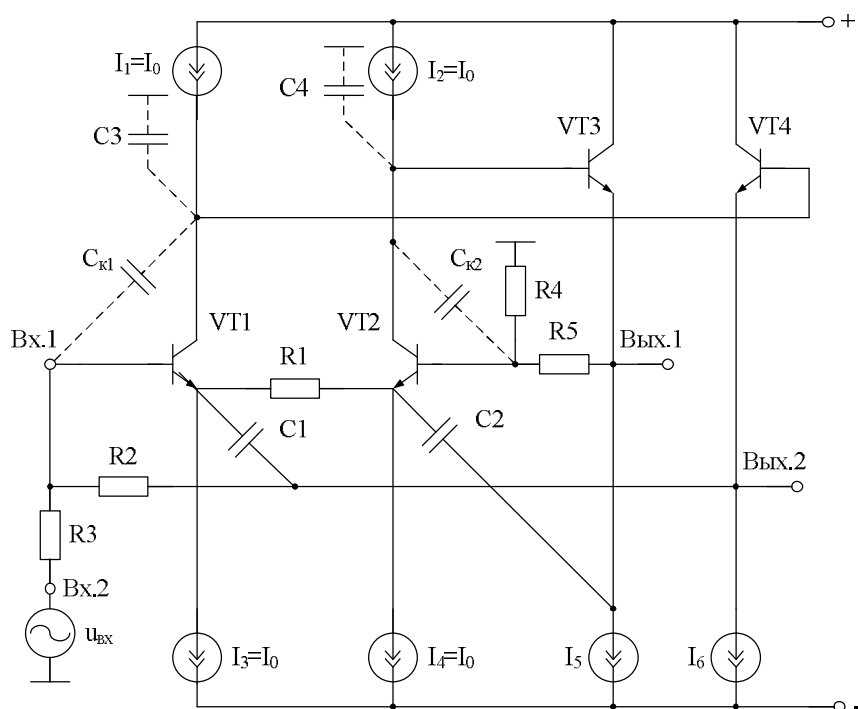


Рис. 3.25. Драйвер дифференциальной линии связи с цепями взаимной компенсации паразитных емкостей

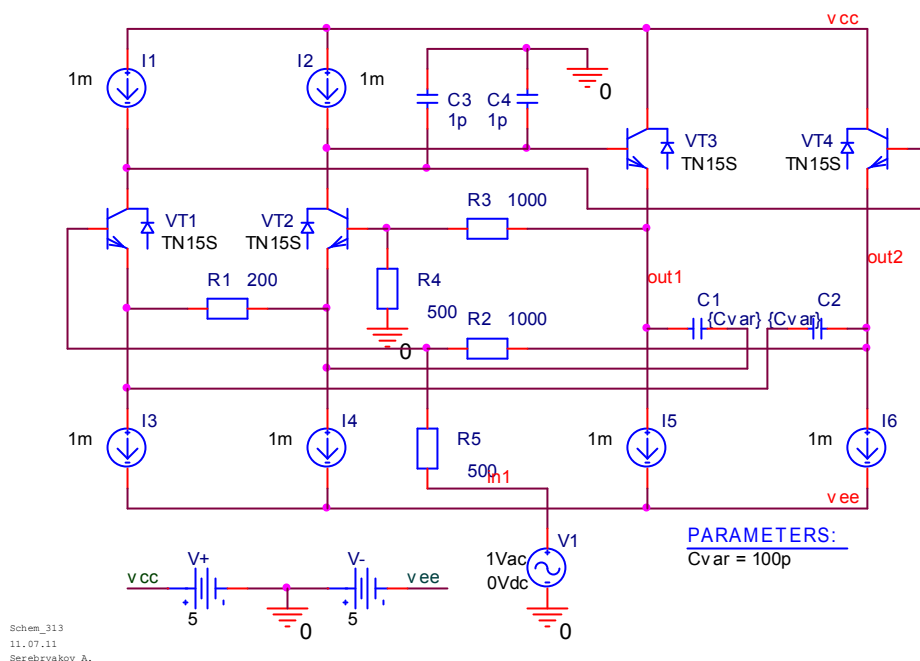


Рис. 3.26. Схема драйвера в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов «Пулсар» (транзисторы: npn TN15S, pnp TP15S (ФГУП НПП «Пулсар»)),  $I_{k,max} = 15 \text{ mA}$

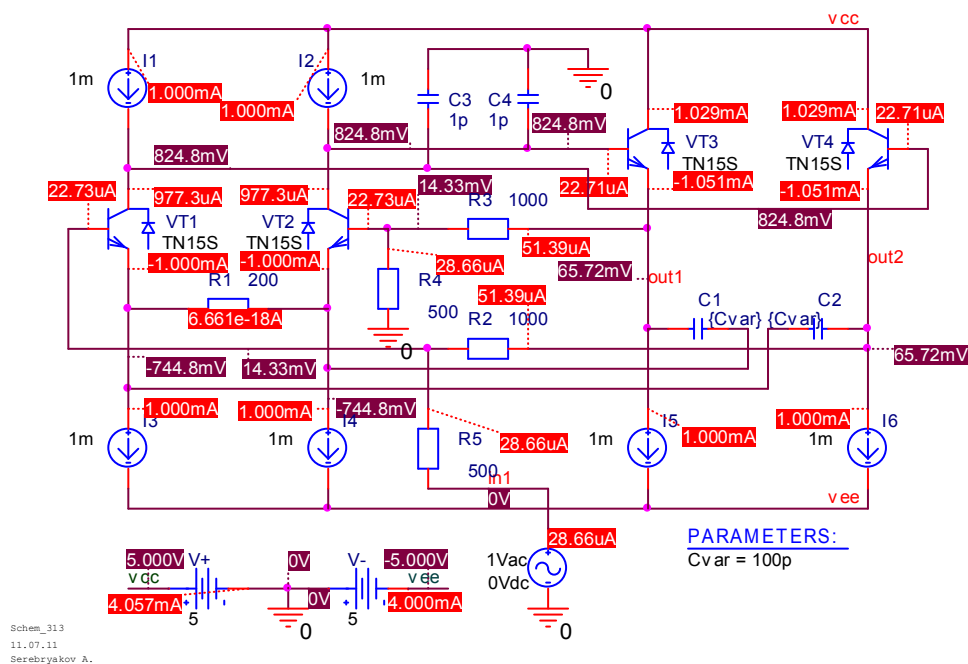


Рис. 3.27. Статический режим драйвера в среде PSpice

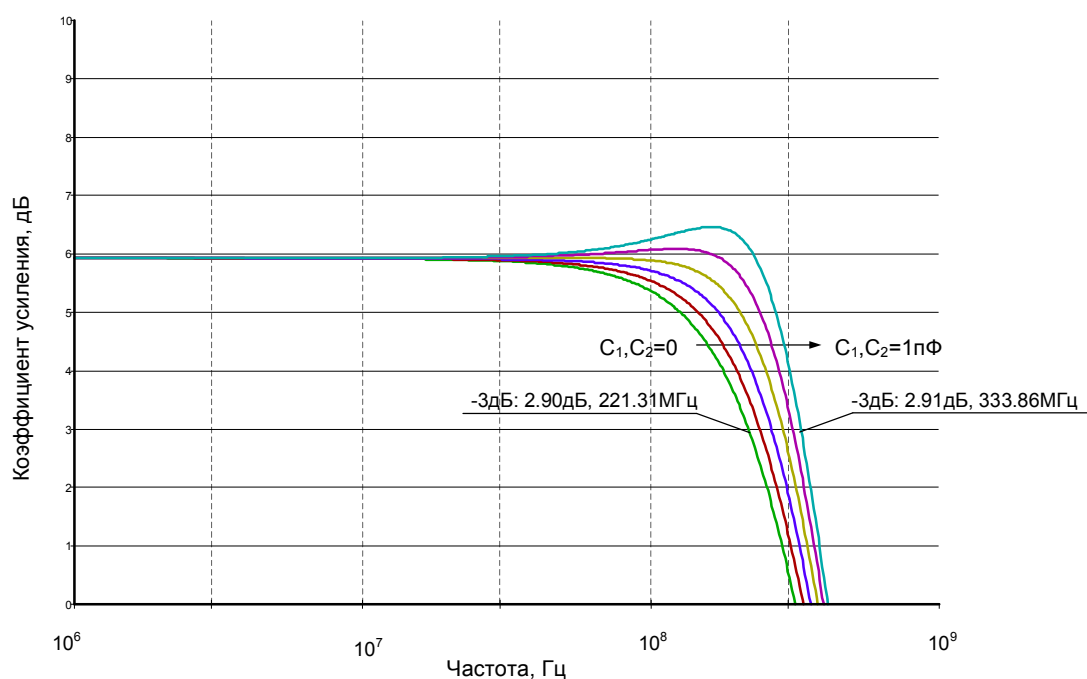


Рис. 3.28. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика драйвера при коэффициенте усиления +6 дБ

Результаты компьютерного моделирования показывают (рис. 3.23, 3.24, 3.28), что на основе предлагаемой схемы реализуются широкополосные ОУ с парафазным выходом, драйверы дифференциальных линий связи, усилители мощности, фазорасщепители с повышенным коэффициентом усиления и т.п.

### 3.7. Низковольтный полностью дифференциальный СВЧ ОУ

ОУ данного класса активно применяются в структуре СВЧ-устройств, реализованных на базе SiGe-технологий. Это связано с возможностью построения на их основе активных RC-фильтров гигагерцевого диапазона для современных и перспективных систем связи, мостовых усилителей мощности и т.п.

Для снижения напряжения питания операционных усилителей с парафазным выходом до уровня  $\pm 1,5$  В необходимо исключить транзисторный источник тока в общей эмиттерной цепи входного дифференциального каскада. В этом случае, чтобы избежать снижения коэффициента ослабления входного синфазного сигнала ( $K_{oc.c\phi}$ ), следует использовать разработанные схемотехнические методы компенсации импедансов низкоомных резисторов, которые обеспечивают установление статического режима ОУ.

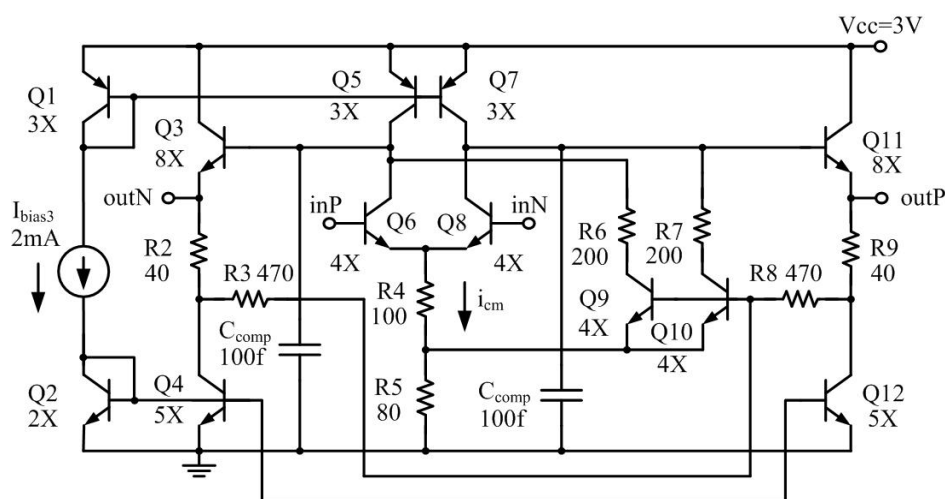


Рис. 3.29. Низковольтный полностью дифференциальный СВЧ ОУ с источником тока на резисторе R4 и каналом компенсации ошибки по синфазному сигналу

Рассмотрим статические напряжения и токи в этой схеме. Для случая 100%-й обратной связи на постоянном токе синфазное статическое напряжение на входе и выходе ОУ определяется как:

$$V_{CM} = V_{be6} + 2 \cdot I_{c6} R4 + 2 \cdot I_{c5} R5. \quad (3.17)$$

$$V_{CM} = 2 \cdot I_{c5} R5 + V_{be9} + I_{c4} R2. \quad (3.18)$$

Из (3.17), (3.18) можно найти (при условии, что  $V_{be6} \approx V_{be9}$ ):

$$I_{c6} \approx 0.5 \cdot I_{c4} \frac{R2}{R4}. \quad (3.19)$$

Ток коллектора транзистора Q9:

$$I_{c9} = I_{c5} - I_{c6}. \quad (3.20)$$

Остальная часть схемы симметричная:

$$I_{c8} = I_{c6}, I_{c10} = I_{c9}. \quad (3.21)$$

Чтобы провести анализ работы схемы на синфазном сигнале, рассмотрим упрощённую эквивалентную схему рис. 3.30.

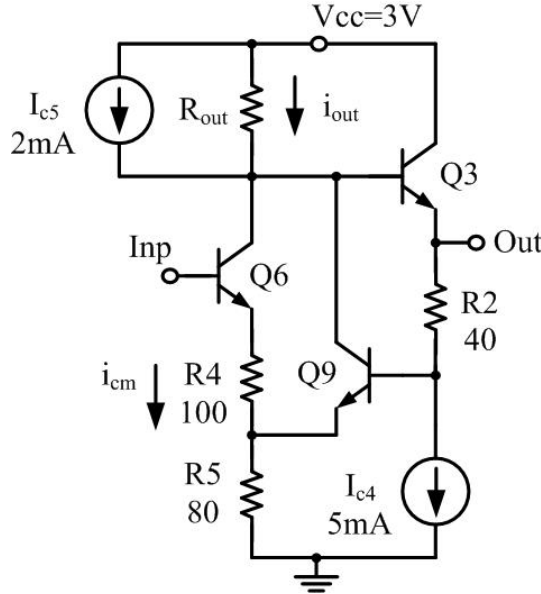


Рис. 3.30. Эквивалентная упрощённая схема низковольтного pnp/npn ОУ для синфазного входного сигнала

Ток коллектора транзистора Q6 на синфазном сигнале ( $i_{cm}$ ):

$$i_{cm} = V_{inp} / (R4 + R5 \parallel r_e). \quad (3.22)$$

Тогда выходной ток входного каскада:

$$i_{out} = i_{cm} \left( 1 - \alpha \frac{R5}{r_e + R5} \right), \quad (3.23)$$

где  $\alpha$  – коэффициент усиления по току эмиттера транзистора Q9;  $r_e$  – дифференциальное сопротивление эмиттер-база транзистора Q9.

Таким образом, выходное напряжение в схеме рис. 3.30:

$$V_{out} = V_{inp} \frac{R_{out} \left( 1 - \alpha \frac{R5}{r_e + R5} \right)}{R4 + R5 \parallel r_e}. \quad (3.24)$$

Если обеспечить условие  $\alpha \frac{R5}{r_e + R5} \approx 1$ , то выходное напряжение в

схеме рис. 3.30, также как и выходное синфазное напряжение в схеме ОУ рис. 3.29, будет достаточно малым. Результаты моделирования синфазного входного и выходного напряжений приведены на рис. 3.31.

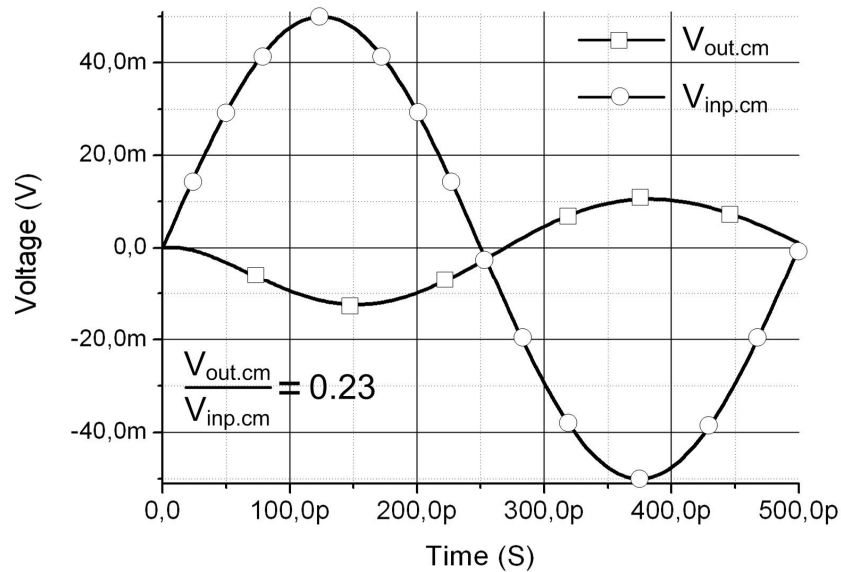


Рис. 3.31. Входное  $V_{inp.cm}$  и выходное  $V_{out.cm}$  синфазные напряжения низковольтного СВЧ ОУ по частоте синфазного сигнала 2GHz

Частотные характеристики ОУ приведены на рис. 3.32 (результаты моделирования с паразитными элементами топологии ОУ). Частота единичного усиления ОУ по однофазному выходу составляет 8,7 ГГц, тогда как её дифференциальное значение 17,4 ГГц с запасом по фазе  $PM=67^\circ$ .

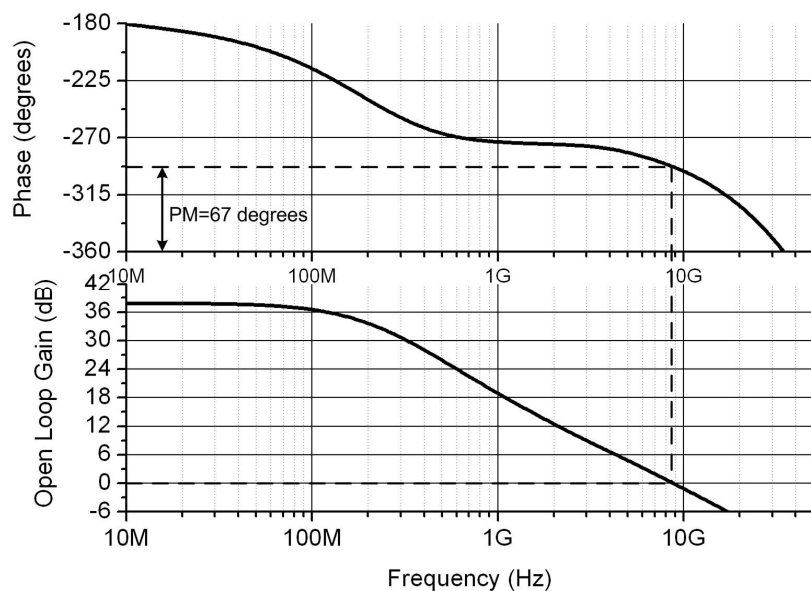


Рис. 3.32. Частотные характеристики низковольтного СВЧ ОУ рис. 3

Максимальная амплитуда выходного дифференциального напряжения 890 мВп-п.

### 3.8. Высокочастотная коррекция в каскодных дифференциальных усилителях с низковольтным питанием

В современной микроэлектронике широко применяются простейшие каскодные дифференциальные усилители (ДУ) (рис. 3.33), которые используются в качестве элементарных усилителей с дифференциальным выходом, фильтров на их основе, СВЧ-усилителей, фазорасщепителей и т.п. Ширина рабочего диапазона частот и коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) таких ДУ зависят, прежде всего, от постоянной времени коллекторной цепи выходных транзисторов и статического тока общей эмиттерной цепи входного каскада. Снижение постоянной времени, в том числе за счёт уменьшения величины коллекторных резисторов, позволяет существенно расширить рабочий диапазон частот данных усилителей, однако при этом величина сопротивления коллекторных резисторов не превышает единиц килоом.

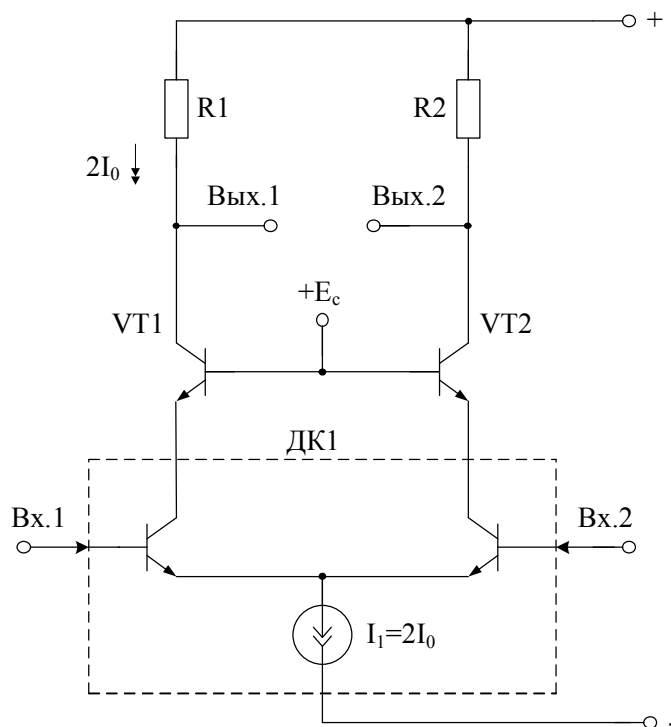


Рис. 3.33. Схема классического каскодного ДУ

Поэтому его коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ), например, для выхода (Вых.1) получается небольшим:

$$K_{у.кл} = \frac{u_{вых.1}}{u_{вх}} \approx \frac{R_1}{r_{э1} + r_{э2}}, \quad (3.25)$$

где  $R_1$  – сопротивление резистора коллекторной нагрузки  $R_1$ ;  $r_{эi}$  – сопротивление эмиттерного перехода  $i$ -го транзистора входного дифференциального каскада ДК1.



Например, при  $R_1=1$  кОм и  $r_{э1}=r_{э2}=25$  Ом коэффициент усиления  $K_y$  классического ДУ  $K_{y,кл} \approx 20$ . В большинстве случаев этого недостаточно.

На рис. 3.34 представлена схема предлагаемого ДУ. Решаемая им задача – повышение коэффициента усиления по напряжению ( $K_y$ ) при использовании сравнительно низкоомных резисторов коллекторной нагрузки  $R_1, R_2$  (например,  $R_1 = R_2 = 1 \div 2$  кОм) в условиях известных ограничений SiGe-технологии на напряжения питания ( $\pm 2,0 \div 2,5$  В).

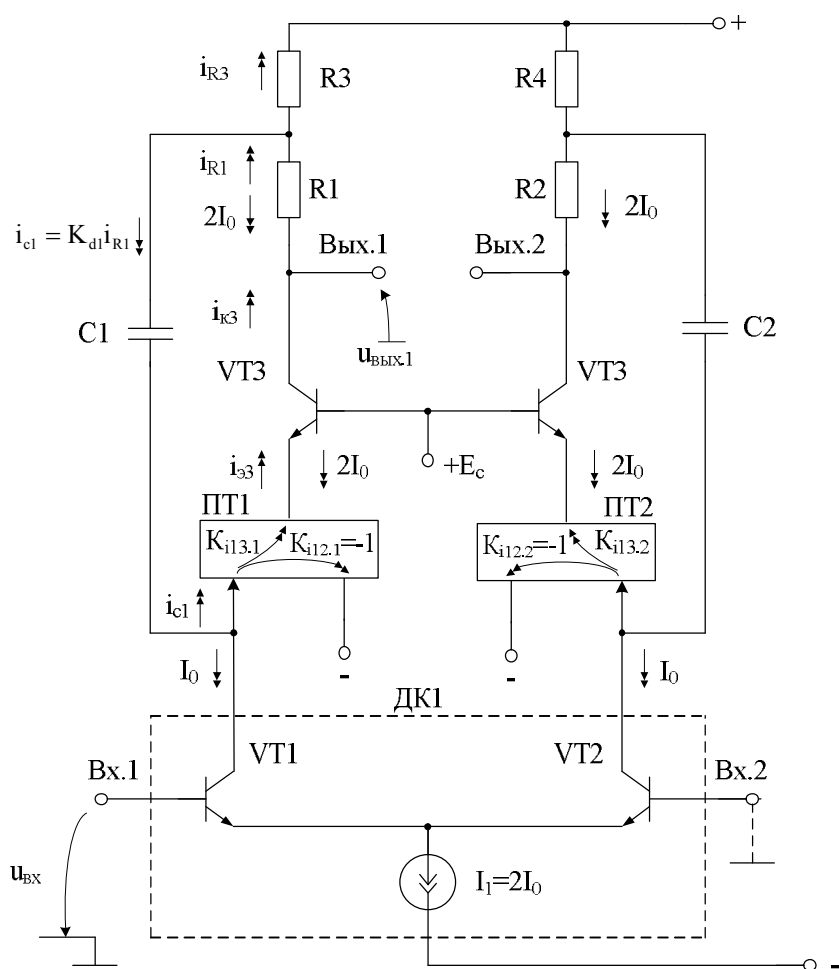


Рис. 3.34. Схема ДУ с повышенным коэффициентом усиления

В качестве токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 могут применяться классические решения. На рис. 3.34 входной каскад ДК1 реализован на транзисторах VT1 и VT2 и источнике тока  $I_1 = 2I_0$  равным, например, 1 мА.

Статический режим транзисторов ДУ устанавливается двухполюсником  $I_1$  и напряжением  $E_c$  на базах транзисторов VT3 и VT4. Если пренебречь выходным сопротивлением транзисторов VT1 и VT2, то коэффициент усиления по напряжению ДУ по выходу Вых.1 в диапазоне рабочих частот определяется по формуле:

$$K_y = \frac{R_{н.эКВ.3}(1 + K_{i13.1})}{(r_1 + r_2)} = \frac{u_{вых.1}}{u_{вх}}, \quad (3.26)$$

где  $K_{i13.1} \approx 2$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1 со входа к общему эмиттерному выходу;  $R_{н.эКВ.3}$  – эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT3 в узле Вых.1;  $r_{э1} = r_{э2}$  – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного каскада ДК1.

Причём  $R_{н.эКВ.3}$  можно найти из выражения:

$$R_{н.эКВ.3} \bigg|_{u_{вх.}=0} = \frac{u_{вых.1}}{i_{вых.1}}, \quad (3.27)$$

где

$$\begin{aligned} i_{вых.1} &\approx i_{R1} - i_{к3} \approx i_{R1} - i_{э3} = i_{R1} - \alpha_3 i_{э3} = \\ &= i_{R1} - \alpha_3 K_{i13.1} i_{с1} = \frac{u_{вых.1}}{R_1} (1 - \alpha_3 K_{i13.1} K_{dl}), \end{aligned}$$

$$K_{dl} \approx \frac{R_3}{R_3 + R_1} - \text{коэффициент деления тока } i_{R1};$$

$\alpha_3 \approx 1$  – коэффициент усиления по току эмиттера транзистора VT3.

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению предлагаемого ДУ:

$$K_{у.предл.} \approx \frac{R_1}{(r_1 + r_{э2})(1 - \alpha_3 K_{i13.1} K_{dl})} \approx \frac{K_{у.кл.}}{(1 - \alpha_3 K_{i13.1} K_{dl})} \gg K_{у.к.}, \quad (3.28)$$

где  $K_{у.кл.}$  – коэффициент усиления классического ДУ рис. 1 (3.25).

Поэтому выигрыш по  $K_y$  в схеме рис. 2

$$N_y = \frac{K_{у.п.пред.}}{K_{у.кл.}} \approx \frac{1}{(1 - \alpha_3 K_{i13.1} K_{dl})} \gg 1. \quad (3.29)$$

Численные значения  $K_y$  (3.28) определяются знаменателем данной формулы, который зависит, прежде всего, от коэффициента усиления по току  $K_{i13.1}$  токового зеркала ПТ1 и коэффициента деления тока  $i_{R1}$  между конденсатором С1 и резистором R3 ( $K_{dl} < 1$ ). Например, для получения десятикратного выигрыша по усилению ( $N_y = 10$ ) необходимо обеспечить (за счёт соответствующего выбора на этапе изготовления площадей эмиттерных переходов транзисторов Q<sub>6</sub> и Q<sub>3</sub> (Q<sub>7</sub> и Q<sub>2</sub>) токов зеркал (рис. 3)) следующее равенство:

$$\alpha_3 K_{i13.1} \frac{R_3}{R_3 + R_1} = 0,99. \quad (3.30)$$

Если считать, что  $R_3 \approx R_1$ ,  $\alpha_3 = 0,99$ , то из (6) следует, что  $K_{i13.1}$  должен быть близок к двум единицам, что обеспечивается топологией транзисторов, образующих токовые зеркала ПТ1 и ПТ2. При стабильных

значениях  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $\alpha_3$  можно реализовать достаточно стабильные значения  $K_y$  в диапазоне изменения внешних факторов (температура, радиация и т.п.).

На рис. 3.35 показана схема предлагаемого ДУ в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов (техпроцесс SG25H2).

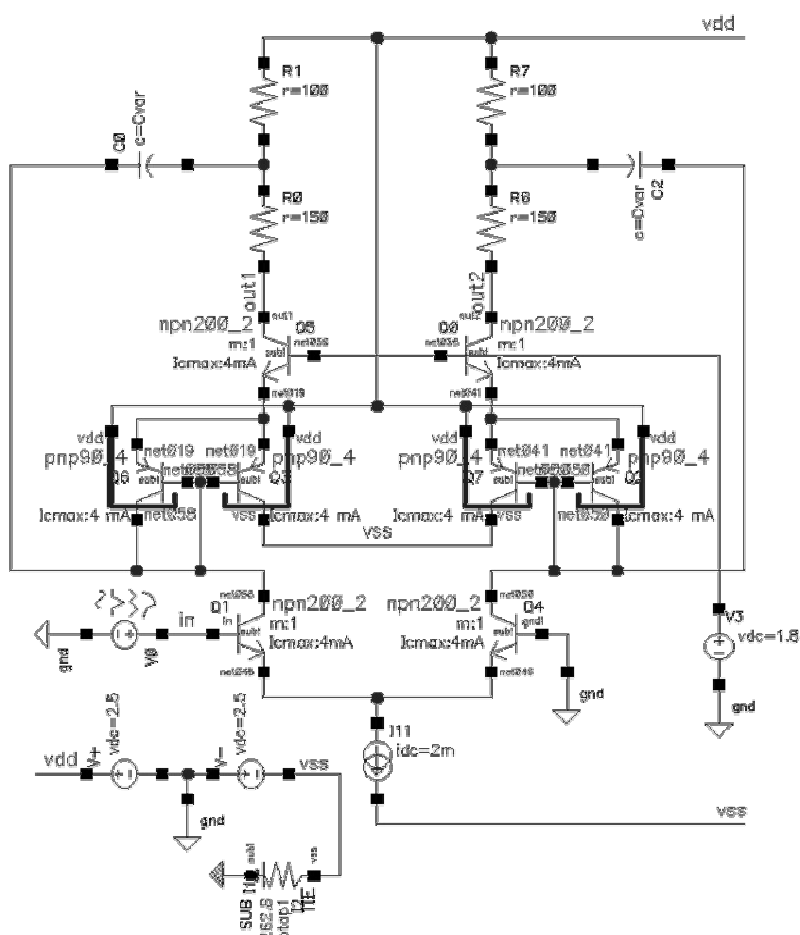


Рис. 3.35. Схема предлагаемого ДУ  
в среде компьютерного моделирования Cadence

На рис. 3.36 приведены частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению сравниваемых ДУ. Данные графики показывают, что, несмотря на применение низкоомной коллекторной нагрузки ( $R_0 = R_6 = 150$  Ом), коэффициент усиления по напряжению ДУ (рис. 3.34, рис. 3.35) повышается в диапазоне рабочих частот на 20 дБ, т.е. более чем на порядок в сравнении с  $K_y$  классического ДУ. Это важное достоинство предлагаемой схемы при её реализации в рамках перспективных SiGe технологических процессов.

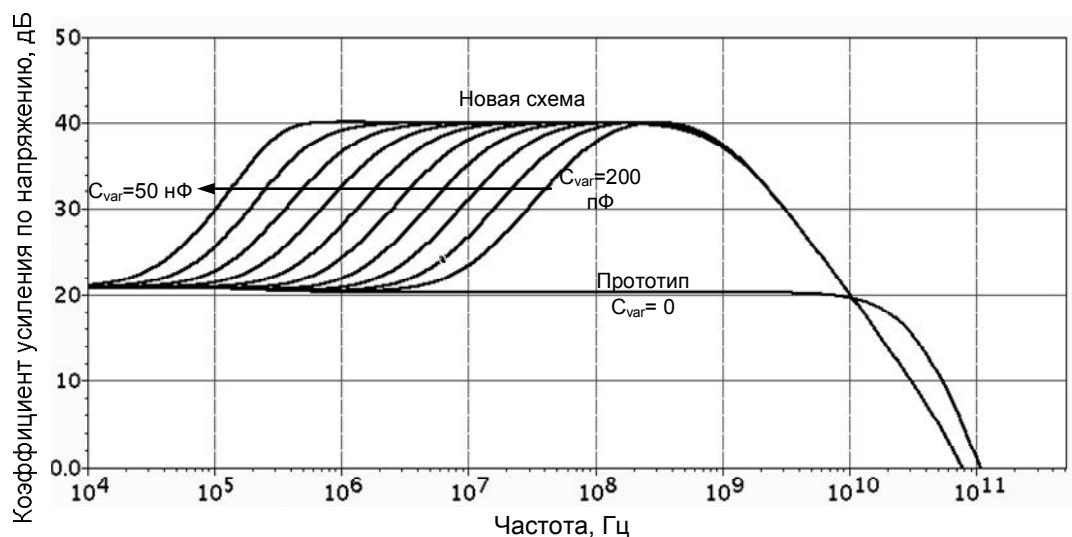


Рис. 3.36. Частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению сравниваемых ДУ

На рис. 3.37 показаны сравнительные графики зависимости  $K_y = \varphi(f)$  ДУ рис. 3.35:

- без повторителей тока ПТ1 и ПТ2 (нижняя кривая);
- с повторителями тока ПТ1 и ПТ2, но при  $C_1=C_2=C_{var}=0$  (средняя кривая, прототип  $C_{var}=0$ );
- при реализации ДУ в соответствии с рис. 3.35 при  $C_{var}=200$  пФ – 50 нФ.

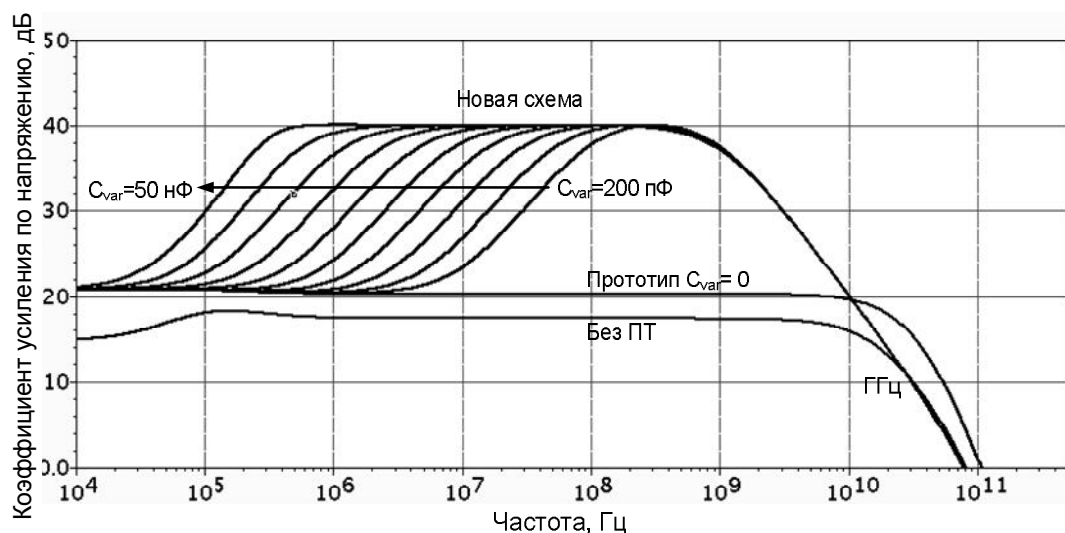


Рис. 3.37. Сравнительные графики  $K_y = \varphi(f)$  ДУ

В практических схемах (рис. 3.35) выигрыш по  $K_y$  получается на уровне 24 дБ (рис. 3.36, 3.37).

#### 4. ФАЗОРАСЩЕПИТЕЛИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОУ С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ

Отрицательная обратная связь по синфазному сигналу (ООС) в дифференциальных операционных усилителях с парафазным выходом является достаточно эффективным средством целенаправленного воздействия на их статические и динамические параметры [3, 21, 22]. В современной микросхемотехнике описаны десятки вариантов введения в ООС [3, 21, 22].

Ниже рассматривается схемотехника ОУ, обеспечивающих преобразование однофазного сигнала в два противофазных. Данному варианту включения соответствуют схемы рис. 1.4. В таких структурах входной переменный синфазный сигнал близок к нулю, что расширяет варианты введения обратных связей в практических схемах.

На основе данных структур могут также реализовываться ОУ с так называемой следящей обратной связью по входному синфазному сигналу [3], для которых характерно слабое влияние входных транзисторов на коэффициент  $K_{ос.сф.}$ . Однако в данных ОУ, кроме высокого коэффициента ослабления синфазного сигнала, реализуется близкий к единице коэффициент передачи входного синфазного напряжения  $u_c$  на выход устройства. Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании интерфейсных микросхем с изменяющимся уровнем  $u_c$ .

##### 4.1. Первая базовая схема

Схемы классических двухкаскадных дифференциальных операционных усилителей (ДУ) с парафазным выходом на основе эмиттерных повторителей стали основой многих серийных аналоговых микросхем (рис. 4.1).

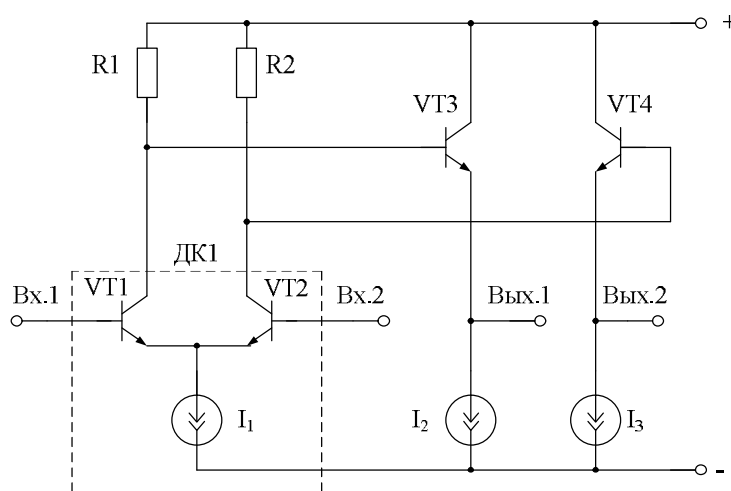
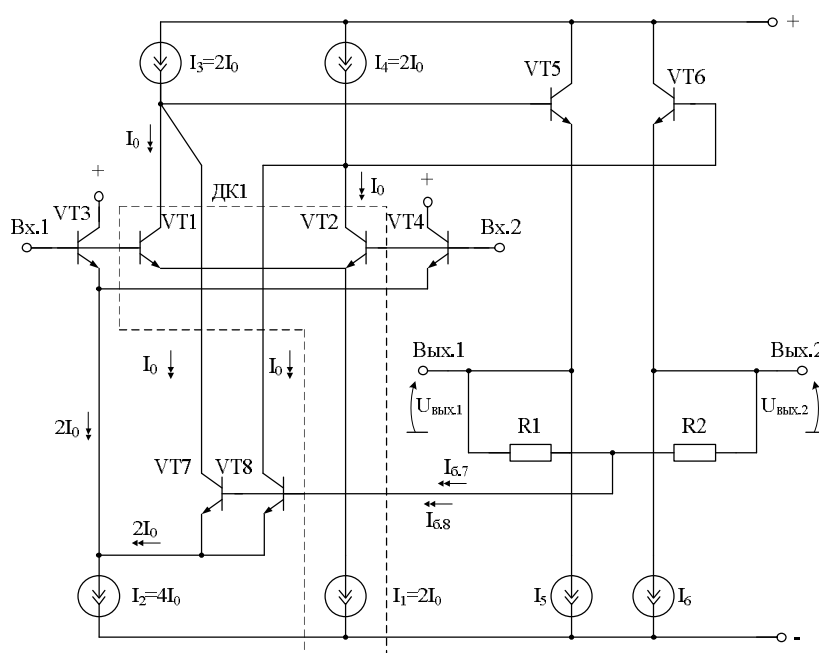


Рис. 4.1. Упрощённая схема классического ОУ

На рис. 4.2 показана схема модифицированного ОУ [23]. Решаемая им задача – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ДУ будет иметь высокую стабильность и нулевое значение.



Статический режим по току транзисторов модифицированного ОУ устанавливается двухполюсниками  $I_1, I_2, I_3, I_4, I_5$  и  $I_6$ :

$$\begin{aligned} I_{\kappa 3} &\approx 0,25 \quad I_2 = I_0 \approx I_{\kappa 4}, \\ I_{\kappa 7} &= 0,25 \quad I_2 \approx I_0 \approx I_{\kappa 8}, \\ I_{\kappa 1} &\approx I_{\kappa 2} = 0,5 I_1 \approx I_0, \\ I_{\kappa 5} &= I_5, \quad I_{\kappa 6} = I_6, \end{aligned} \quad (4.1)$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа статические напряжения на вспомогательных выходах Вых.1 и Вых.2:

$$\mathbf{U}_{\text{BHX}} = \mathbf{I}_{67} \mathbf{R}_1 - \mathbf{U}_{\text{64}} + \mathbf{U}_{\text{68}} \approx \mathbf{U}_{\text{BHX}2}, \quad (4.2)$$

где  $U_{\text{эб.3}}=U_{\text{эб.4}} = U_{\text{эб.7}} = U_{\text{эб.8}}$  – напряжения «эмиттер-база» транзисторов VT3, VT4, VT7 и VT8;  $I_{\text{б.7}}=I_{\text{б.8}}$  – токи базы дополнительных транзисторов VT7 и VT8.

Если выбрать  $R_1=R_2$ , то:

$$U_{\text{вых.1}} \approx U_{\text{вых.2}} \approx I_{6.7} R_1 \approx I_{6.8} R_2. \quad (4.3)$$

С учётом типовых численных значений  $I_{6.7} = I_{6.8}$  и  $R_1=R_2$  практических схем ДУ из уравнения (4.3) можно сделать вывод о том, что в предлагаемом ДУ статические выходные напряжения  $U_{\text{вых.1}}=U_{\text{вых.2}}$  близки к единицам милливольт.

В схеме рис. 4.3, которая отличается от предыдущей схемы наличием буферных усилителей БУ1 и БУ2, значительно снижаются требования к величине сопротивлений резисторов обратной связи  $R_1$  и  $R_2$ . В низкоомной нагрузке, включённой между выходами Вых.\*1 и Вых.\*2, могут быть получены значительно большие мощности, которые определяются свойствами буферных усилителей БУ1 и БУ2.

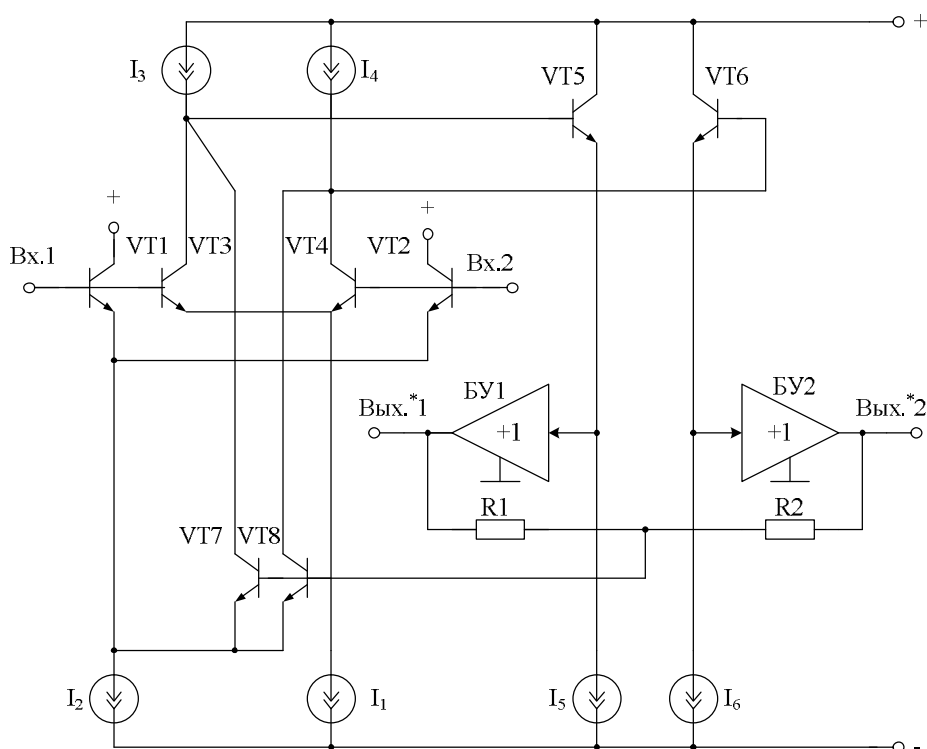


Рис. 4.3. Схема модифицированного ОУ с буферными усилителями [23]

На рис. 4.4 представлена схема ДУ рис. 4.3 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

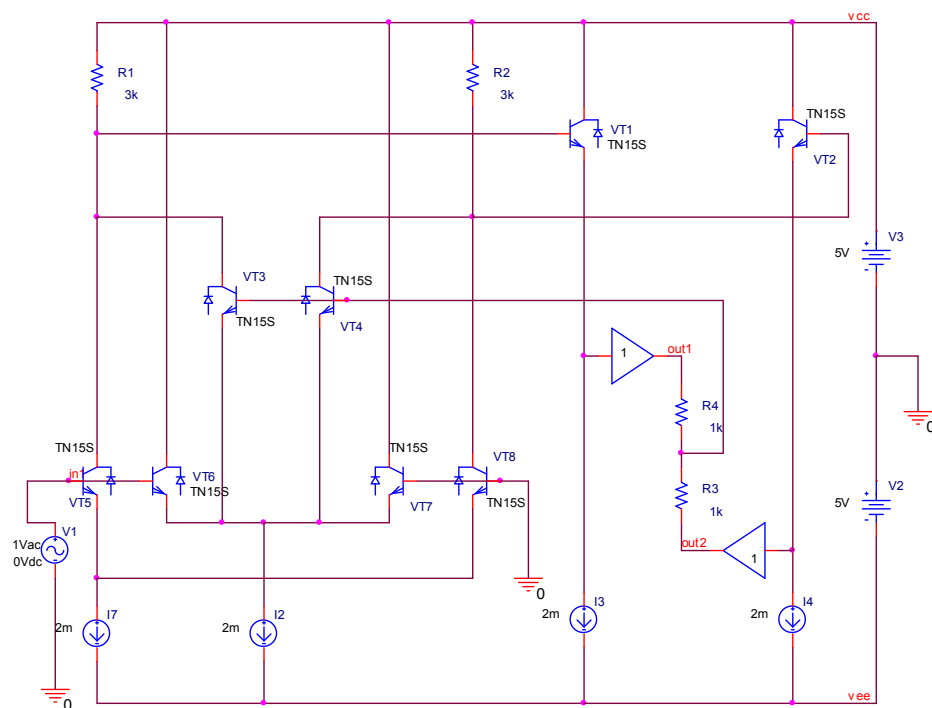


Рис. 4.4. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пулсар»

На рис. 4.5 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ДУ, а на рис. 4.6 – временные зависимости напряжений на выходах ДУ при входном напряжении 20 мВ.

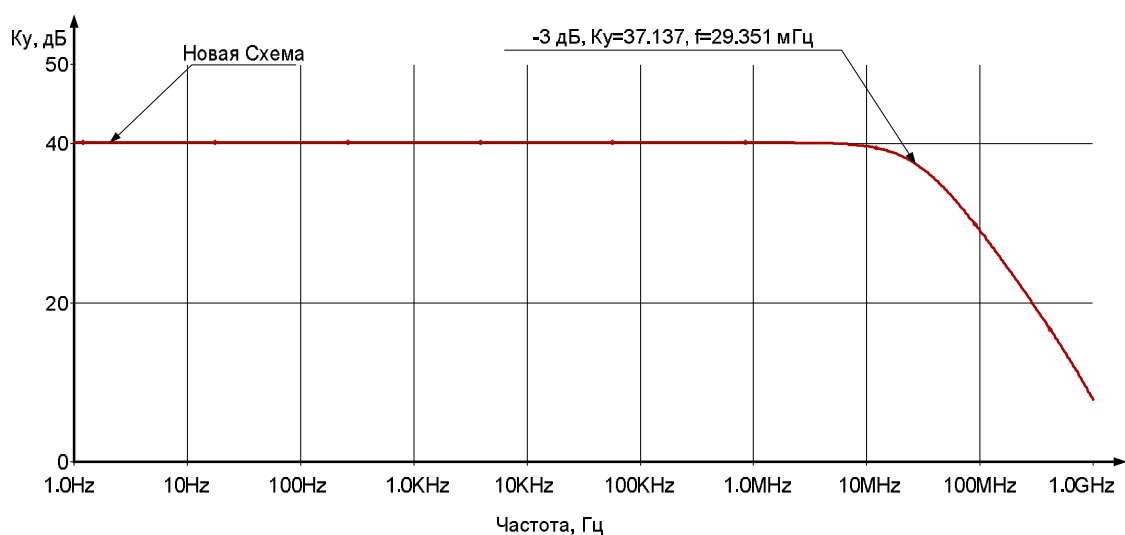


Рис. 4.5. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ДУ



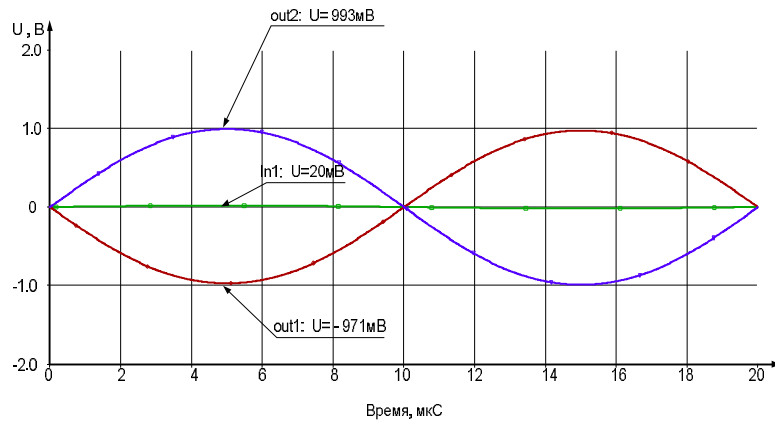


Рис. 4.6. Временные зависимости напряжений на выходах ДУ

Графики рис. 4.6 показывают, что в схемах модифицированного ДУ диапазон изменения  $u_{\text{вых}}$  при низковольтном питании ( $\pm 2$  В) лежит в пределах  $\pm 1$  В. При этом коэффициент усиления по напряжению ДУ при использовании резисторов в качестве двухполюсников коллекторной нагрузки более 40 дБ (рис. 4.5).

На рис. 4.7 приведена схема драйвера дифференциальной линии связи на основе ДУ рис. 4.3 с элементами общей отрицательной обратной связи резисторами (R5, R8, R6, R7).

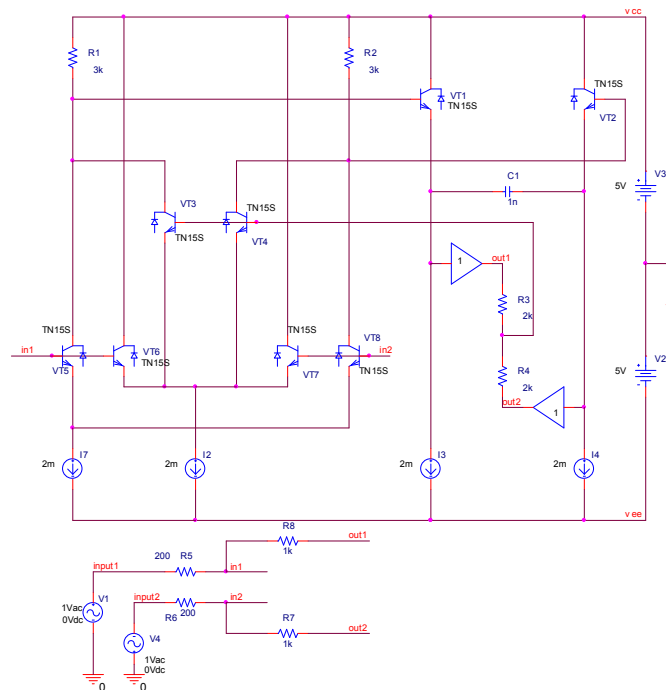


Рис. 4.7. Схема драйвера дифференциальной линии связи на основе ДУ

График рис. 4.8 показывает частотную зависимость коэффициента усиления по напряжению драйвера дифференциальной линии связи.

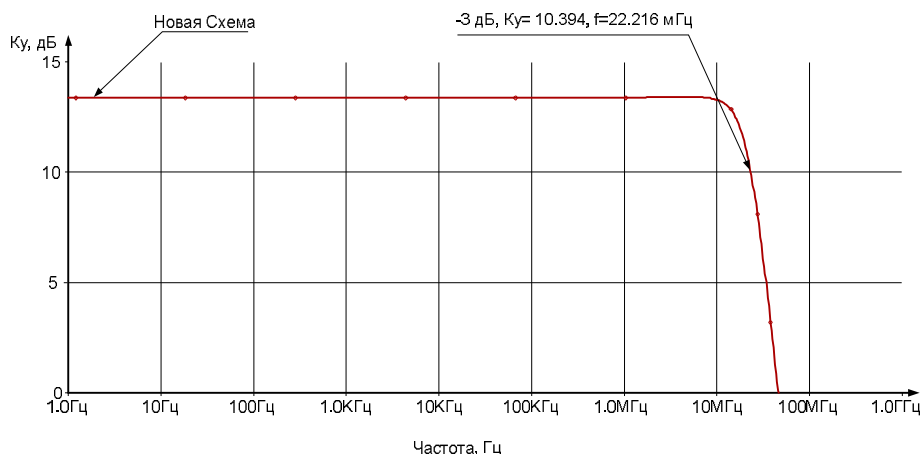


Рис. 4.8. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению драйвера

Таким образом, модифицированный дифференциальный операционный усилитель имеет нулевой уровень выходного синфазного напряжения. Это весьма существенно для его согласования с последующими функциональными узлами различных систем на кристалле, а также для получения более широкого диапазона изменения выходных противофазных напряжений.

## 4.2. Вторая базовая схема

На рис. 4.9 показана другая модификация двухкаскадного ОУ [24]. Решаемая им задача – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ОУ будет иметь высокую стабильность и нулевое значение при изменении параметров элементов  $R1$ ,  $R2$ ,  $I_1$  в широких пределах.

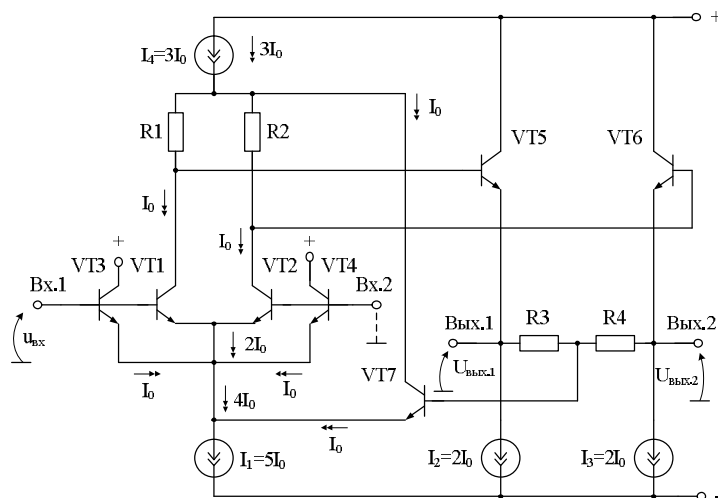


Рис. 4.9. Схема модифицированного ОУ [24]

Статический режим по току модифицированного ОУ устанавливается двухполюсниками  $I_1, I_2, I_3, I_4$ . Причём коллекторные  $I_{ki}$  и эмиттерные  $I_{ei}$  токи транзисторов:

$$\begin{aligned} I_{k1} &\approx I_{k2} \approx I_{k3} = I_{k4} = I_0, \\ I_{k7} &= I_0, \\ I_4 - I_{k7} &= I_{k1} + I_{k2}, \\ I_{e5} &\approx I_2, \\ I_{e6} &\approx I_3, \\ I_1 &\approx 5I_0, \\ I_4 &\approx 3I_0, \end{aligned} \quad (4.4)$$

где  $I_0$  – параметр источников опорного тока  $I_1, I_4$ , например 1 мА.

Статическое напряжение на выходах Вых.1 и Вых.2 ОУ при нулевом входном сигнале ( $u_{вх}=0$ ) можно найти из уравнения:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.1}} &= I_6 R_3 - U_{e6.4} + U_{e6.7} \approx I_6 R_3 \approx 0, \\ U_{\text{вых.2}} &= I_6 R_4 - U_{e6.3} + U_{e6.7} \approx I_6 R_4 \approx 0, \end{aligned} \quad (4.5)$$

где  $U_{e6.1} = U_{e6.3} \approx U_{e6.2} = U_{e6.4}$  – напряжение «эмиттер-база» входных транзисторов VT1 и VT3, VT2 и VT4;  $I_6$  – половина тока базы транзистора VT7.

Введение транзисторов VT3 и VT4 обеспечивает устойчивость статического режима по петле отрицательной обратной связи «база транзистора VT7 – коллектор транзистора VT7 – резисторы R1 и R2 – базы транзисторов VT5 и VT6 – эмиттеры транзисторов VT5 и VT6 – резисторы R3 и R4 – база транзистора VT7». Усиление по этой петле отрицательной обратной связи преобладает над усилением по петле положительной обратной связи «база транзистора VT7 – эмиттер транзистора VT7 – эмиттеры транзисторов VT1 и VT2 – коллекторы транзисторов VT1 и VT2 – эмиттеры транзисторов VT5 и VT6 – резисторы R3 и R4 – база транзистора VT7» благодаря делению приращения тока эмиттера транзистора VT7 между эмиттерами четырёх транзисторов VT1, VT2, VT3, VT4.

Таким образом, при типовых значениях токов базы транзистора VT7, а также при  $R_3=R_4=500\div1000$  Ом выходное синфазное напряжение ОУ практически равно нулю в широком диапазоне температурных и радиационных воздействий, а также изменений напряжений питания. Это весьма существенно для согласования модифицированного ОУ с последующими функциональными узлами радиоэлектронной аппаратуры.

В схеме на рис. 4.10 в качестве двухполюсников коллекторной нагрузки могут применяться резисторы или прямосмещённые p-n переходы. Вместо токостабилизирующих двухполюсников  $I_1, I_2, I_3, I_4$  рекомендуется применять классические источники тока на транзисторах, а в качестве буферных усилителей БУ1, БУ2 – обычные или двухтактные эмиттерные повторители напряжения.

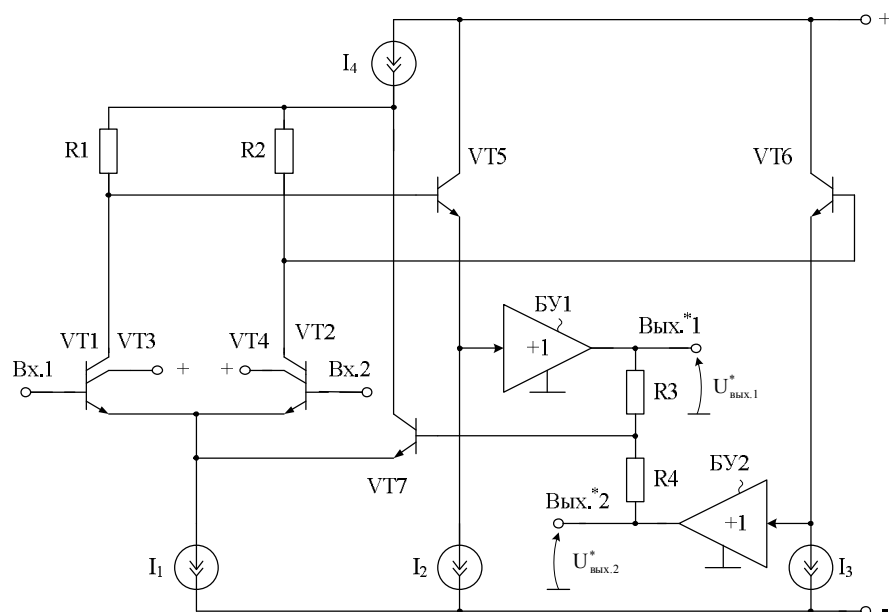


Рис. 4.10. Схема модифицированного ОУ с буферными каскадами [24]

На рис. 4.11 показана схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования Cadance на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пulsар», а на рис. 4.12 – зависимость его коэффициента усиления по напряжению от частоты.

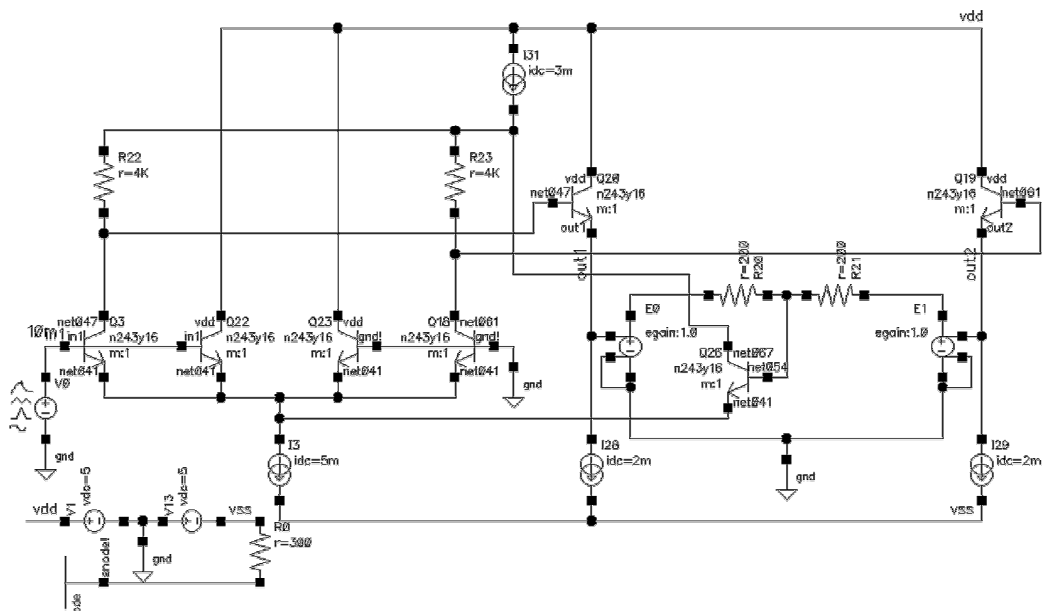


Рис. 4.11. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования Cadance на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пulsар»

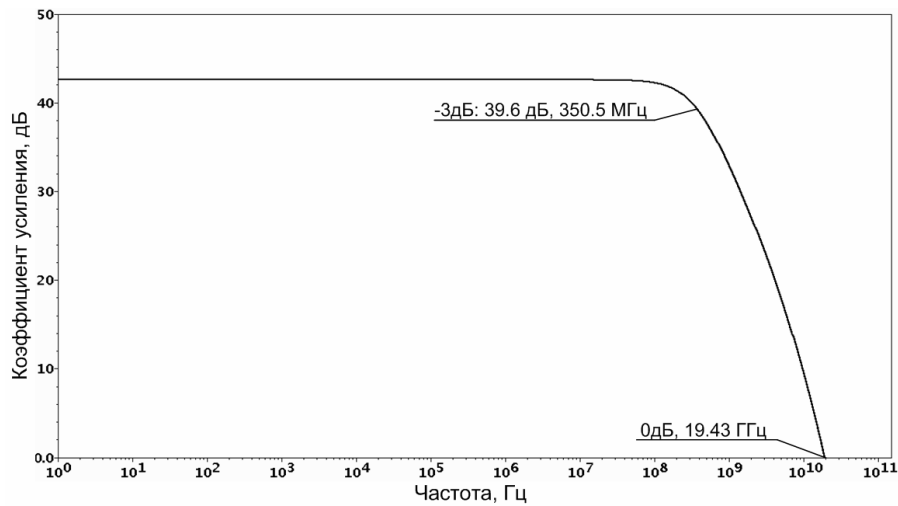


Рис. 4.12. Частотная зависимость коэффициента усиления ОУ

### 4.3. Каскодные ОУ с архитектурой микросхемы $\mu A741$

В современной микроэлектронике широко применяются комплементарные каскодные дифференциальные операционные усилители (ОУ) на р-п-р и п-р-п транзисторах, архитектура которых впервые была использована в микросхеме  $\mu A741$  [8–12].

Существенный недостаток классического ОУ рис. 4.13 состоит в том, что он имеет нестабильный уровень выходного синфазного напряжения, зависящий от параметров источников опорного тока ИОТ1, ИОТ2. Это значительно затрудняет его согласование с последующими функциональными узлами.

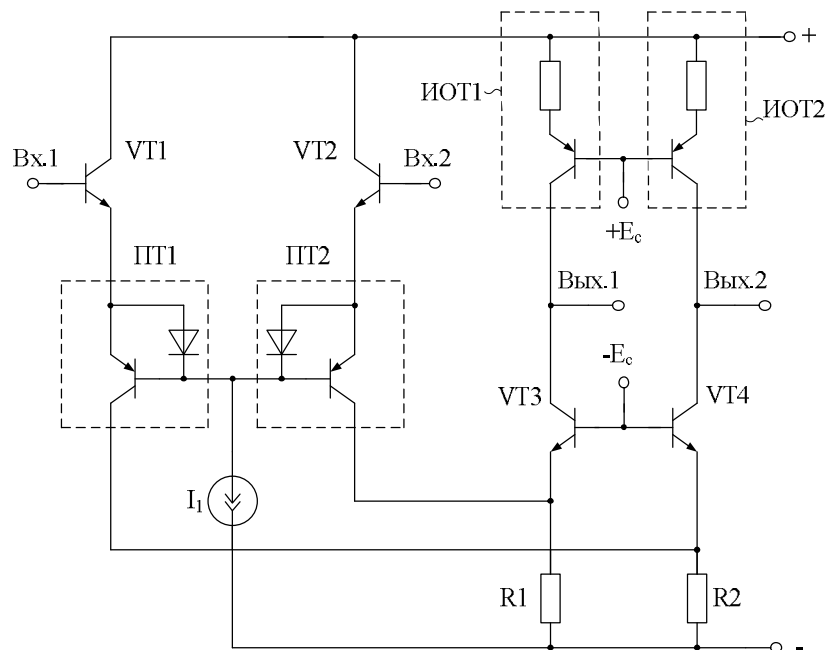


Рис. 4.13. Схема классического ОУ с парафазным выходом

На рис. 4.14 показана схема модифицированного ОУ [25]. Решаемая им задача – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ОУ будет иметь высокую стабильность и нулевое значение.

В качестве источников опорного тока  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ , а также токостабилизирующих двухполюсников  $I_4$ ,  $I_5$  рекомендуется использовать классические стабилизаторы тока на транзисторах или высокоомные резисторы.

Буферные усилители БУ1 и БУ2 могут быть реализованы на основе классических эмиттерных повторителей, в том числе на основе составных п-р-п и р-п-р транзисторов.

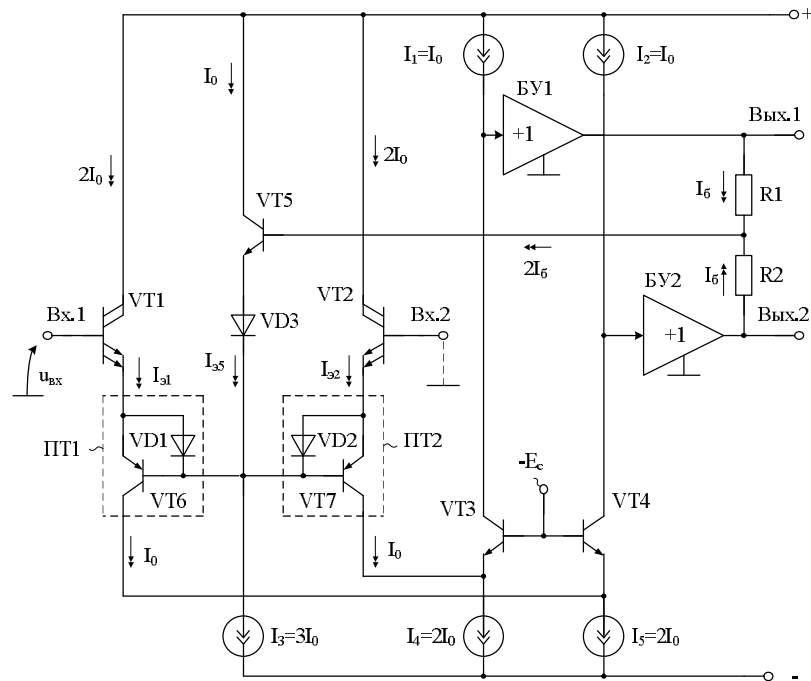


Рис. 4.14. Схема модифицированного ОУ [25]

Статический режим по току транзисторов модифицированного ОУ устанавливается двухполюсниками  $I_3$ ,  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_1$  и  $I_2$ . Причём коллекторные и эмиттерные токи транзисторов схемы:

$$\begin{aligned}
 0,5I_{\pi 1} + 0,5I_{\pi 2} + I_{\pi 5} &= I_3 \approx 3I_0, \\
 I_{\pi 5} &\approx I_0, \\
 I_{\pi 1} &= I_{\pi 2} = I_0, \\
 I_{\kappa 7} &= 0,5I_{\pi 2} \approx I_0, \\
 I_{\kappa 6} &= 0,5I_{\pi 1} \approx I_0, \\
 I_{\kappa 3} &= I_4 - I_{\kappa 7} \approx I_0, \\
 I_{\kappa 4} &= I_5 - I_{\kappa 6} \approx I_0.
 \end{aligned}
 \tag{4.6}$$

Статическое напряжение на выходе Вых.1 и на Вых.2 модифицированного ОУ при нулевом входном сигнале ( $u_{вх}=0$ ) можно найти из уравнения:

$$U_{\text{вых.1}} \approx U_{\text{эб.1}} + U_{\text{эб.6}} - U_{\text{эб.5}} - U_{\text{VD3}} + I_6 R_1, \quad (4.7)$$

$$U_{\text{вых.2}} \approx U_{\text{эб.2}} + U_{\text{эб.7}} - U_{\text{VD3}} - U_{\text{эб.5}} + I_6 R_2,$$

где  $U_{\text{эб.1}} = U_{\text{эб.2}} = U_{\text{эб.6}} = U_{\text{эб.7}} = U_{\text{VD3}}$  – напряжения «эмиттер-база» входных транзисторов VT1 и VT2, транзисторов VT6, VT7 токовых зеркал ПТ1 и ПТ2, цепи смещения потенциалов VD3;  $I_6$  – составляющая тока базы дополнительного транзистора VT5 в дополнительном резисторе R1 (R2).

Таким образом, при типовых значениях тока базы дополнительного транзистора VT5, а также при  $R_1=R_2=500\div1000$  Ом выходное синфазное напряжение модифицированного ОУ практически равно нулю в широком диапазоне температурных и радиационных воздействий, а также изменений напряжений питания.

$$U_{\text{вых.1}} \approx U_{\text{вых.2}} \approx I_6 R_1 \approx I_6 R_2 \approx 0. \quad (4.8)$$

Это весьма существенно для согласования модифицированного ОУ с последующими функциональными узлами радиоэлектронной аппаратуры.

При синфазном изменении напряжений на входах Вх.1 и Вх.2 изменяются синфазно и напряжения на выходах ( $U_{\text{вых.1}}$ ) и ( $U_{\text{вых.2}}$ ). Однако при этом эмиттерный (коллекторный) ток дополнительного транзистора VT5 остаётся постоянным. Поэтому коэффициент ослабления входных синфазных напряжений в ОУ достаточно высок.

В схеме рис. 4.14 из-за наличия дополнительных буферных усилителей БУ1 и БУ2 значительно снижаются требования к величине сопротивлений дополнительных резисторов R1 и R2, что позволяет получить на выходах Вых.\*1 и Вых.\*2 нулевые уровни статических напряжений  $U_{\text{вых.1}}^* \approx U_{\text{вых.2}}^* \approx 0$  независимо от статических параметров дополнительных буферных усилителей БУ1 и БУ2. Однако в низкоомной нагрузке, включённой между выходами Вых.\*1 и Вых.\*2, могут быть получены значительно большие мощности, которые определяются свойствами буферных усилителей БУ1 и БУ2. Кроме этого, в архитектуре рис. 4.14 максимальные амплитуды выходных напряжений положительной и отрицательной полярностей близки к сумме напряжений источников питания.

На рис. 4.15 показана схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSirce на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

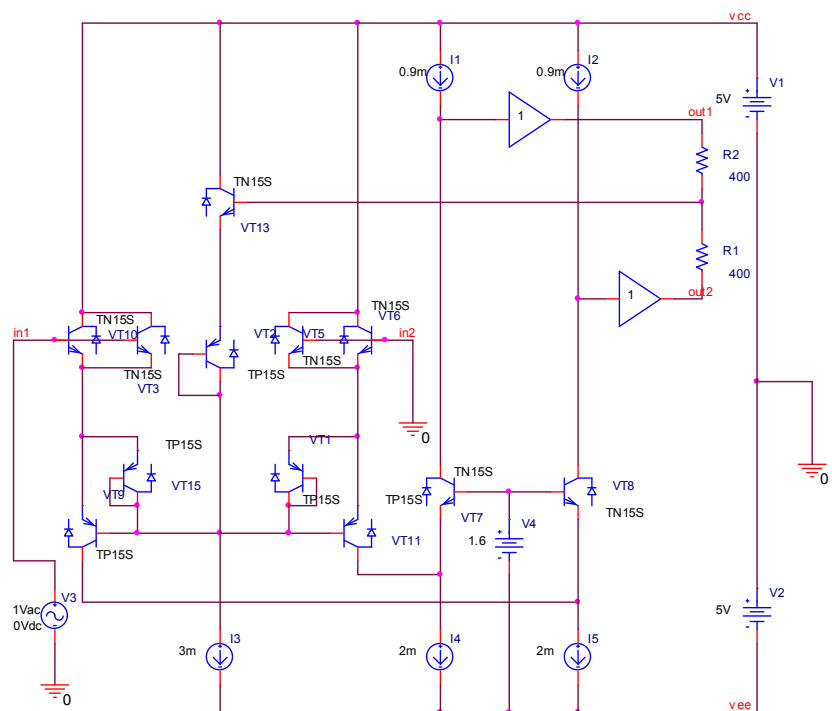


Рис. 4.15. Схема модифицированного ОУ  
в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 4.16 представлена зависимость выходных напряжений для парафазных выходов ОУ от входного синусоидального напряжения с амплитудой  $u_{вх} = 1$  мВ. Графики рис. 4.16 показывают, что предлагаемый ОУ имеет два противофазных выходных напряжения и нулевой уровень выходного синфазного статического напряжения.

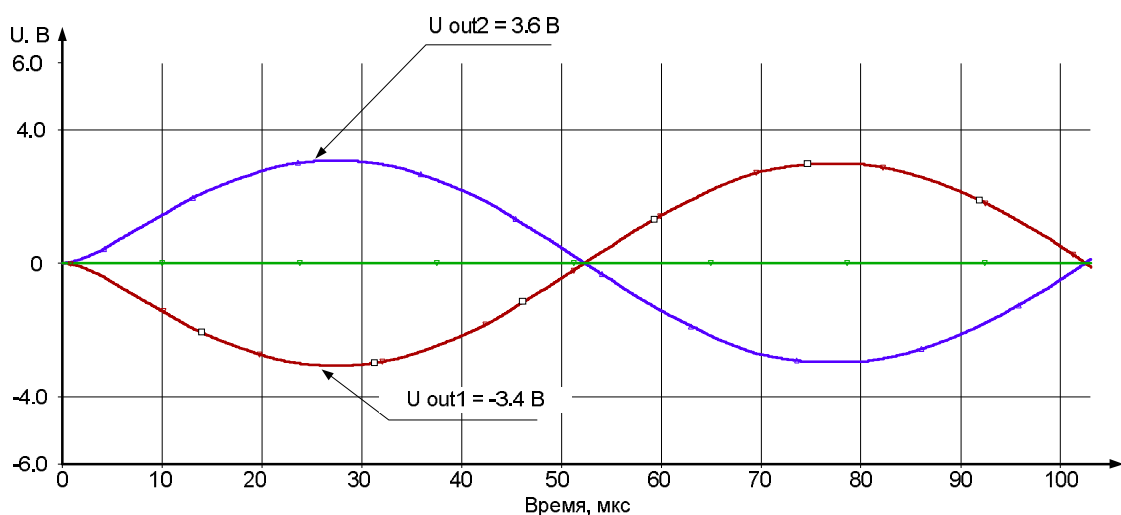


Рис. 4.16. Зависимость выходных напряжений для парафазных выходов ОУ  
от входного синусоидального напряжения



На рис. 4.17 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ.

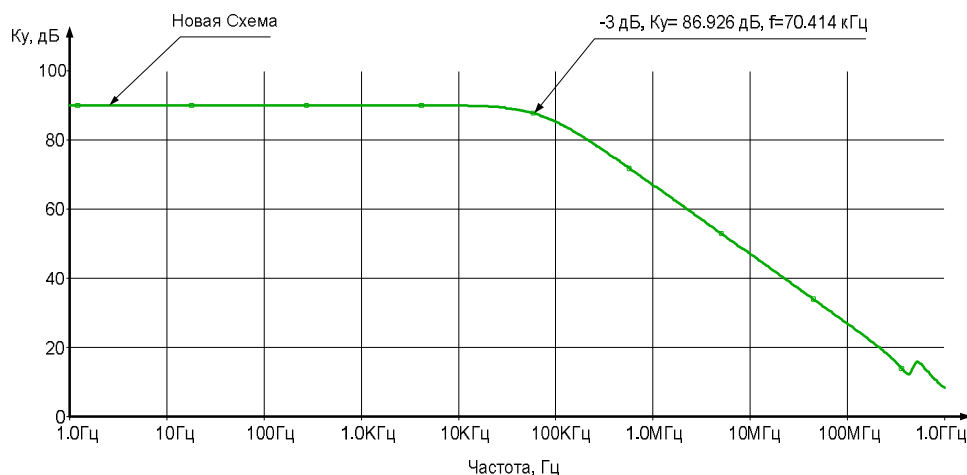


Рис. 4.17. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ

На рис. 4.18 показана схема включения модифицированного ОУ в структуре драйвера дифференциальной линии связи, который реализуется за счёт введения отрицательной обратной связи (элементы R3, R4, R5, R6).

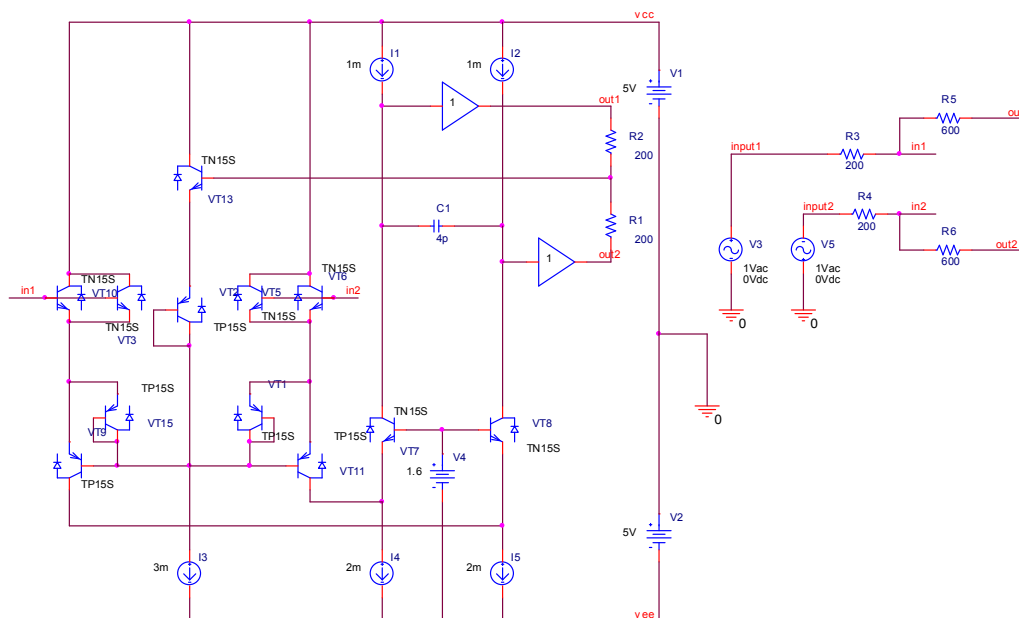


Рис. 4.18. Схема включения модифицированного ОУ в структуре драйвера дифференциальной линии связи

На рис. 4.19 приведена частотная зависимость дифференциального коэффициента усиления драйвера.

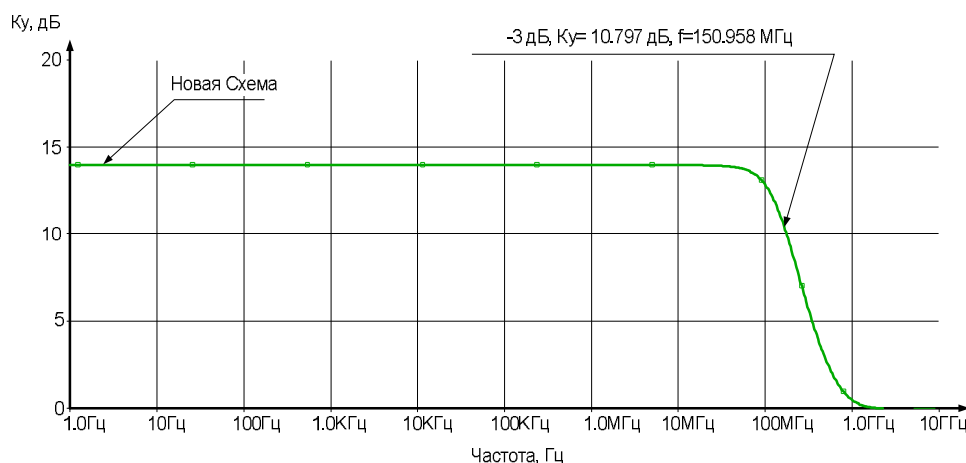


Рис. 4.19. Частотная зависимость дифференциального коэффициента усиления драйвера

Таким образом, модифицированный ОУ и драйвер на его основе имеют существенные преимущества в сравнении с классической схемой.

#### 4.4. Двухкаскадные ОУ с rail-to-rail выходом

На рис. 4.20 представлена схема ОУ с так называемым rail-to-rail выходом [26]. Решаемая им задача – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ОУ будет иметь высокую стабильность и близкое к нулю значение при нулевом входном  $U_c=0$ . В этом случае реализуется также более широкий диапазон изменения выходного сигнала ОУ.

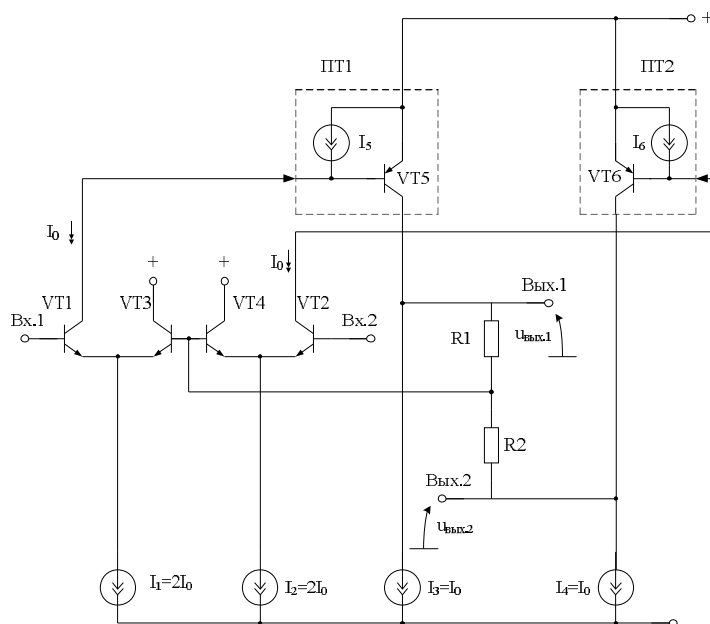


Рис. 4.20. Схема модифицированного ОУ [26]

Токовые зеркала ПТ1 и ПТ2 в схеме реализованы на основе транзисторов VT5, VT6 и источников тока  $I_5, I_6$ , что обеспечивает их высокий коэффициент усиления по току. Коэффициент передачи по току токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 значительно превышает единицу ( $K_{i12} \gg 1$ ).

В качестве токостабилизирующих двухполюсников  $I_1 \div I_6$  рекомендуется использовать классические источники опорного тока на транзисторах или сравнительно высокоомные резисторы.

В качестве буферных усилителей БУ1 и БУ2 могут применяться классические эмиттерные повторители (рис. 4.21).

На рис. 4.21 показана схема модифицированного ОУ с конкретным выполнением токовых зеркал ПТ1 и ПТ2.

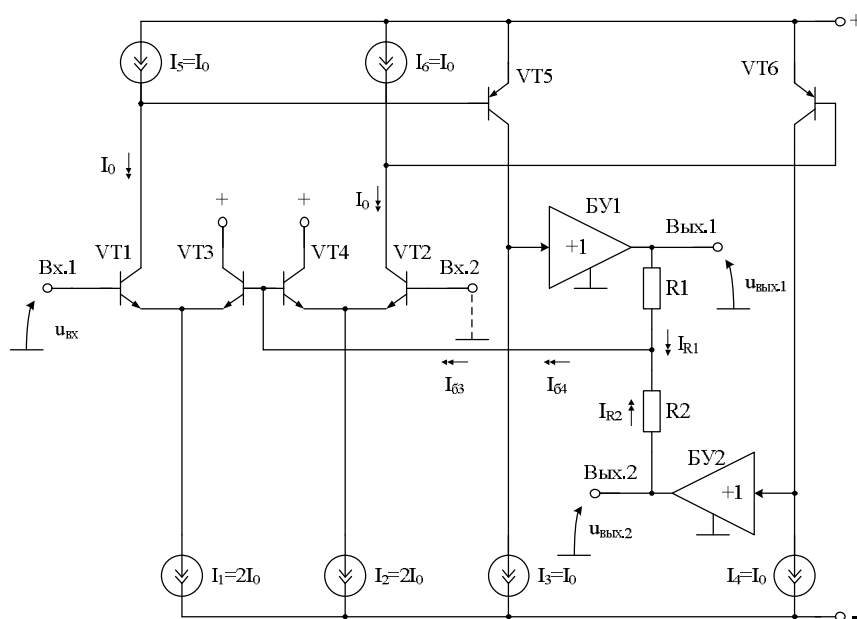


Рис. 4.21. Практическая реализация ОУ с буферными усилителями [26]

Статический режим по току транзисторов модифицированного ОУ устанавливается двухполюсниками  $I_1 \div I_6$ . Причём коллекторные ( $I_{ki}$ ) и эмиттерные ( $I_{ji}$ ) токи транзисторов VT1, VT2, VT3, VT4, VT5, VT6 определяются по формулам:

$$\begin{aligned}
 I_{k1} &\approx I_5 = I_0, \\
 I_{k2} &\approx I_6 = I_0, \\
 I_{k3} &= I_1 - I_5 = I_0, \\
 I_{k4} &= I_5 - I_6 = I_0, \\
 I_{k5} &= I_3 = I_0, \\
 I_{k6} &= I_4,
 \end{aligned}
 \tag{4.9}$$

где  $I_0$  – заданное значение статического тока, например 1 мА.

Статическое напряжение  $U_{\text{вых.1}}$  на выходе Вых.1 и  $U_{\text{вых.2}}$  на выходе Вых.2 ОУ при нулевом входном сигнале ( $u_{\text{вх}}=0$ ) можно найти из уравнений:

$$U_{\text{вых.1}} = I_{R1} R_1 + U_{\text{эб.3}} - U_{\text{эб.1}} \approx I_{\text{б3}} R_1 \approx 0, \quad (4.10)$$

$$U_{\text{вых.2}} = I_{R2} R_2 + U_{\text{эб.4}} - U_{\text{эб.2}} \approx I_{\text{б4}} R_2 \approx 0,$$

где  $U_{\text{эб.1}} = U_{\text{эб.2}} = U_{\text{эб.3}} = U_{\text{эб.4}}$  – напряжение «эмиттер-база» транзисторов VT1, VT2, VT3, VT4 при токе эмиттера  $I_{\text{эi}} = I_0$ ;  $I_{\text{б3}}, I_{\text{б4}}$  – составляющие токов базы транзисторов VT3 и VT4 в резисторах R1 и R2.

Таким образом, при типовых значениях тока базы транзисторов VT3 и VT4, а также при  $R_1=R_2=500\div 1000$  Ом выходное синфазное напряжение ОУ практически равно нулю в широком диапазоне температурных и радиационных воздействий, а также изменений напряжений питания. Это весьма существенно для согласования модифицированного ОУ с последующими функциональными узлами радиоэлектронной аппаратуры, положительно сказывается на диапазоне изменения амплитуд выходных синусоидальных напряжений ОУ.

При синфазном изменении напряжений на входах Вх.1 и Вх.2 изменяются синфазно и напряжения на выходах Вых.1, Вых.2. Однако при этом эмиттерные (коллекторные) токи транзисторов схемы остаются постоянными. Поэтому коэффициент ослабления входных синфазных напряжений в предлагаемом ОУ достаточно высок, так как режим по току его транзисторов не изменяется.

В низкоомной нагрузке (рис. 4.21), включённой между выходами Вых.1 и Вых.2, могут быть получены значительно бóльшие мощности, которые определяются свойствами дополнительных буферных усилителей БУ1 и БУ2. Кроме этого, в архитектуре ОУ максимальные амплитуды выходных напряжений положительной  $U_m^{(+)}$  и отрицательной  $U_m^{(-)}$  полярностей близки к сумме напряжений источников питания  $U_m^{(+)} \approx U_m^{(-)}$ , что является одной из её замечательных особенностей.

На рис. 4.22 показана схема модифицированного ОУ (рис. 4.21) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

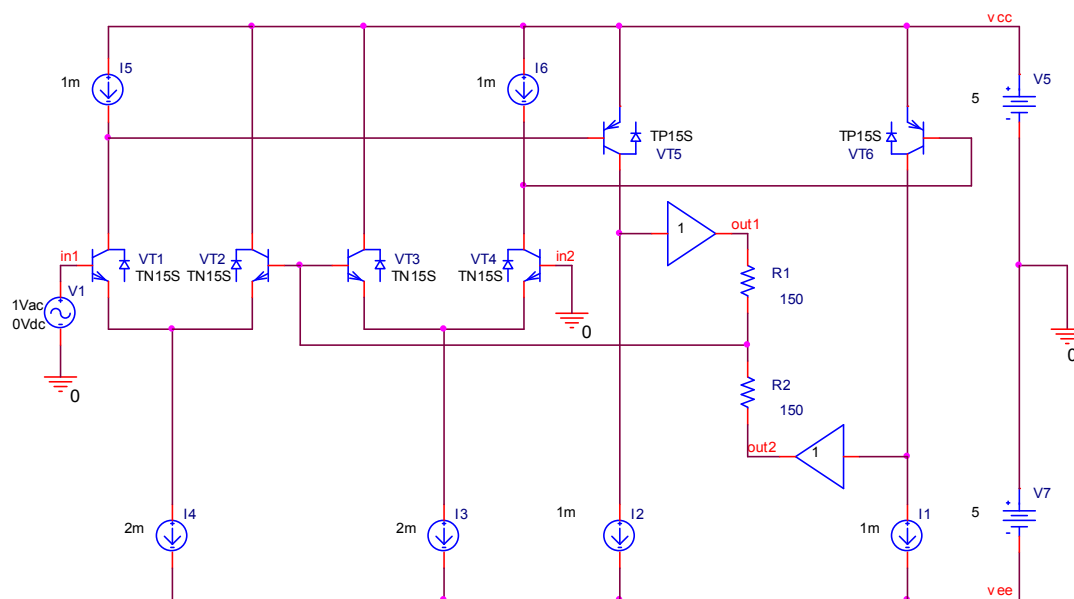


Рис. 4.22. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 4.23 и 4.24 представлены зависимости напряжений ОУ для его выходов от входного синусоидального напряжения с амплитудой  $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$  (рис. 4.23) и  $U_{\text{вх}} = 5 \text{ мВ}$  (рис. 4.24). Графики показывают, что предлагаемый ОУ имеет два противофазных выходных напряжения и нулевой уровень выходного синфазного статического напряжения ( $U_{\text{синф}} \approx 0,6 \text{ мВ}$ ).

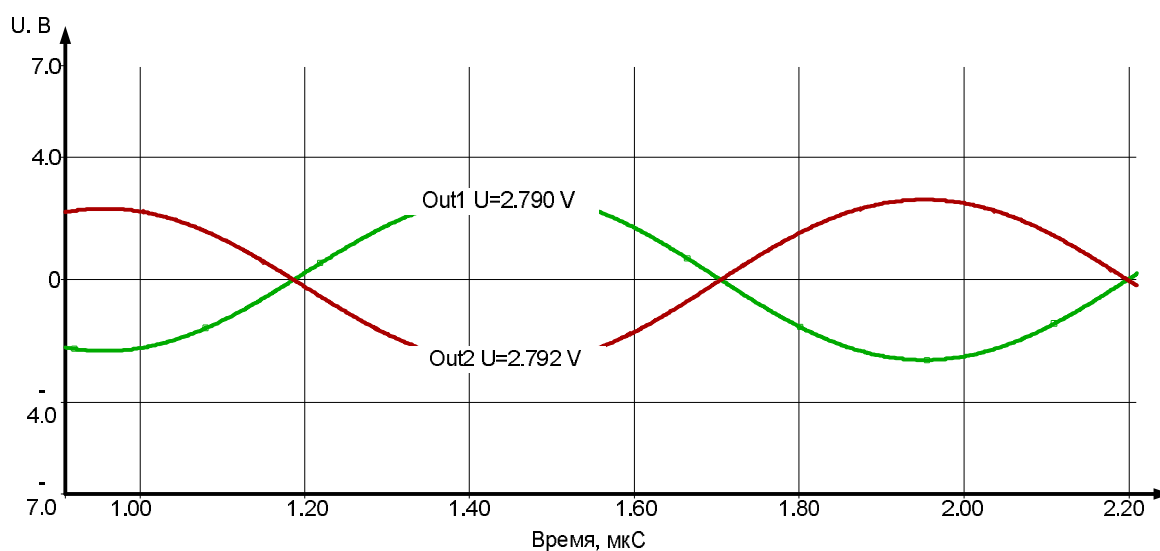


Рис. 4.23. Зависимости напряжений ОУ для его выходов от входного синусоидального напряжения с амплитудой  $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$

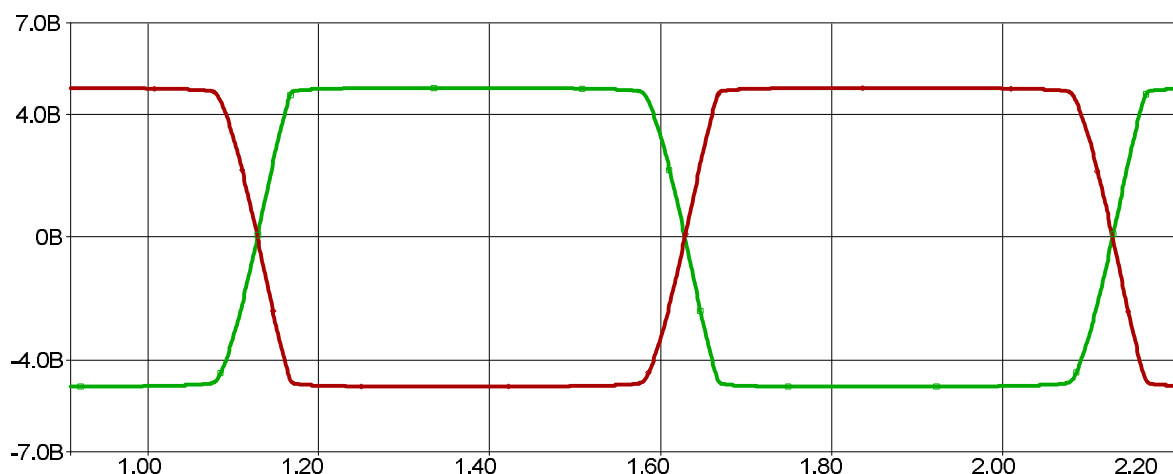


Рис. 4.24. Зависимости напряжений ОУ для его выходов от входного синусоидального напряжения с амплитудой  $U_{\text{вх}} = 5 \text{ мВ}$

На рис. 4.25 показана частотная зависимость коэффициента усиления схемы ОУ (рис. 4.22).

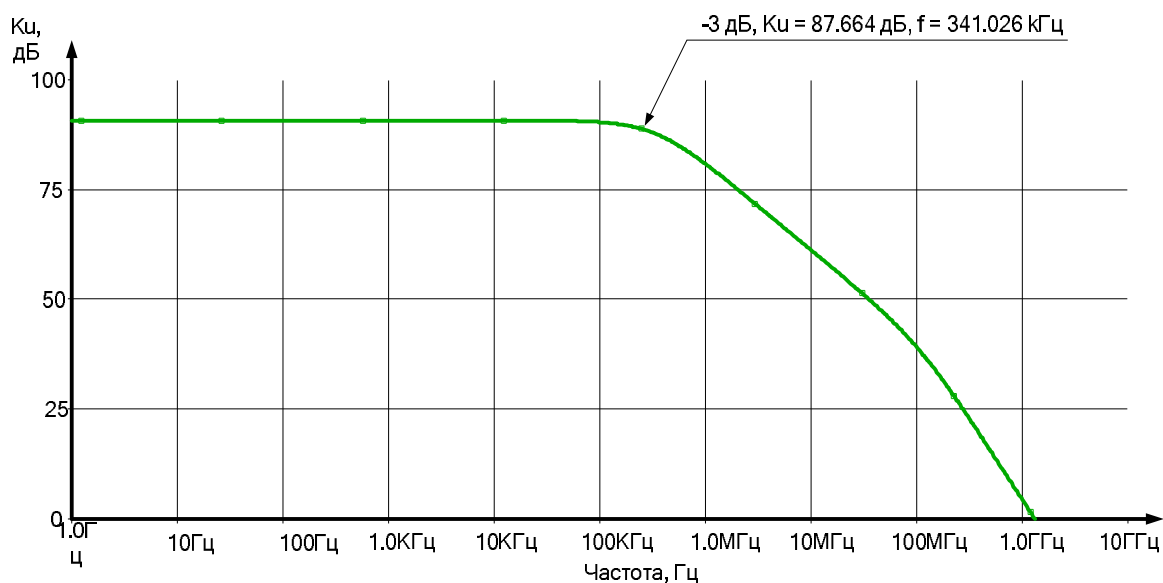


Рис. 4.25. Частотная зависимость коэффициента усиления ОУ

На рис. 4.26 приведена схема включения модифицированного ОУ в структуре драйвера дифференциальной линии связи (или мостового усилителя мощности). При этом драйвер имеет выходное синфазное напряжение  $U_{\text{синф}} = 22 \text{ мкВ}$ .

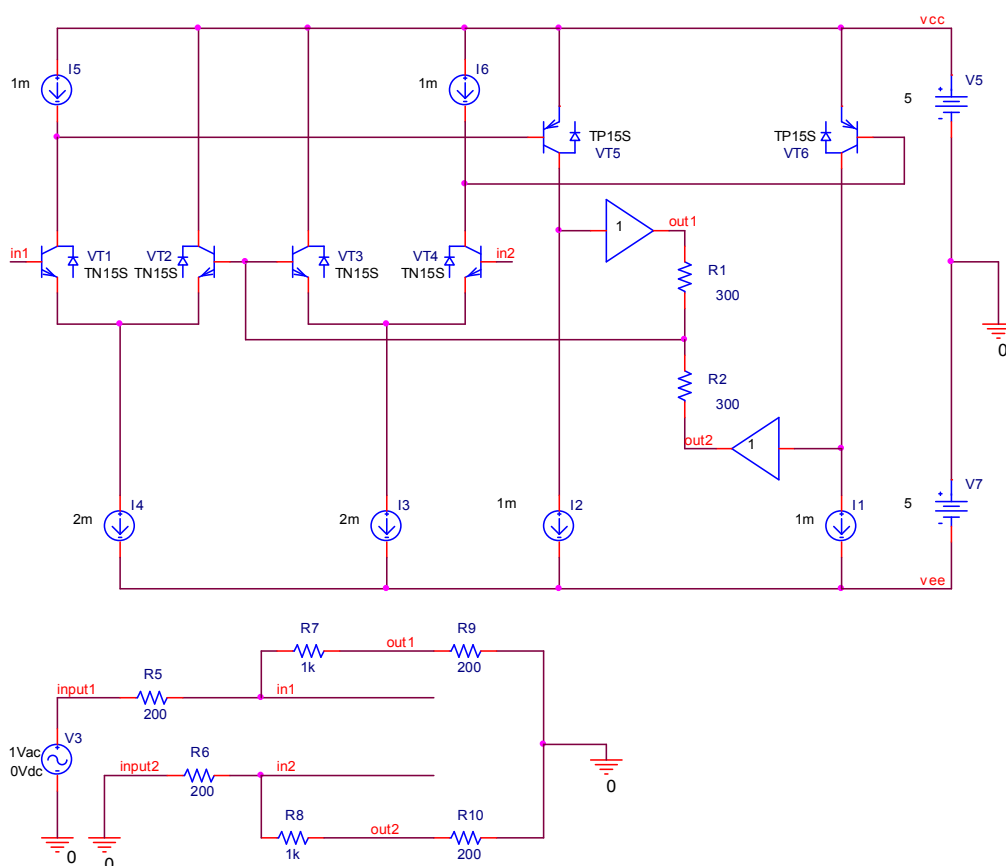


Рис. 4.26. Схема включения модифицированного ОУ в структуре драйвера дифференциальной линии связи

На рис. 4.27 приведены зависимости выходных напряжений драйвера в режиме большого сигнала при  $U_{BX} = 30$  мВ. На рис. 4.28 показана частотная зависимость дифференциального коэффициента усиления драйвера.

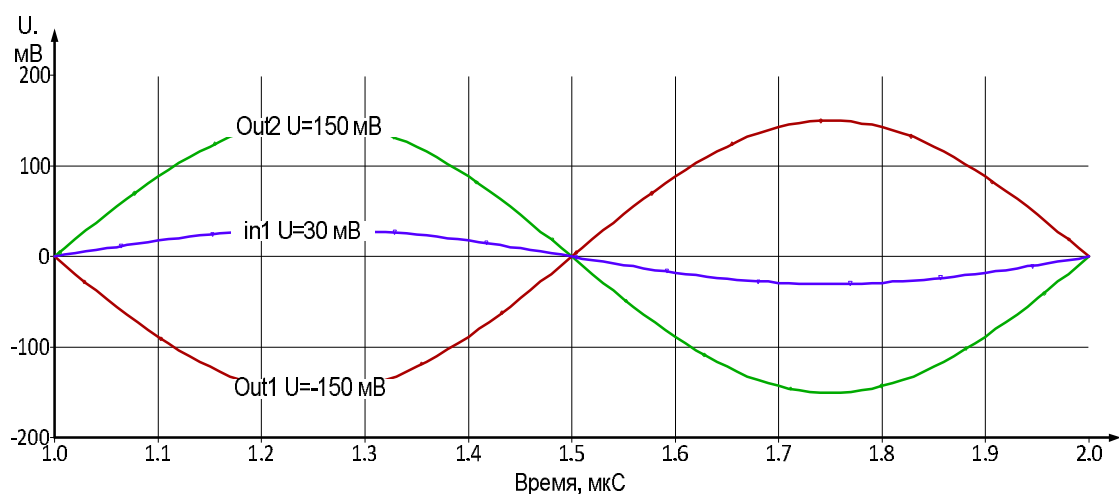


Рис. 4.27. Зависимости выходных напряжений драйвера в режиме большого сигнала при  $U_{BX} = 30$  мВ

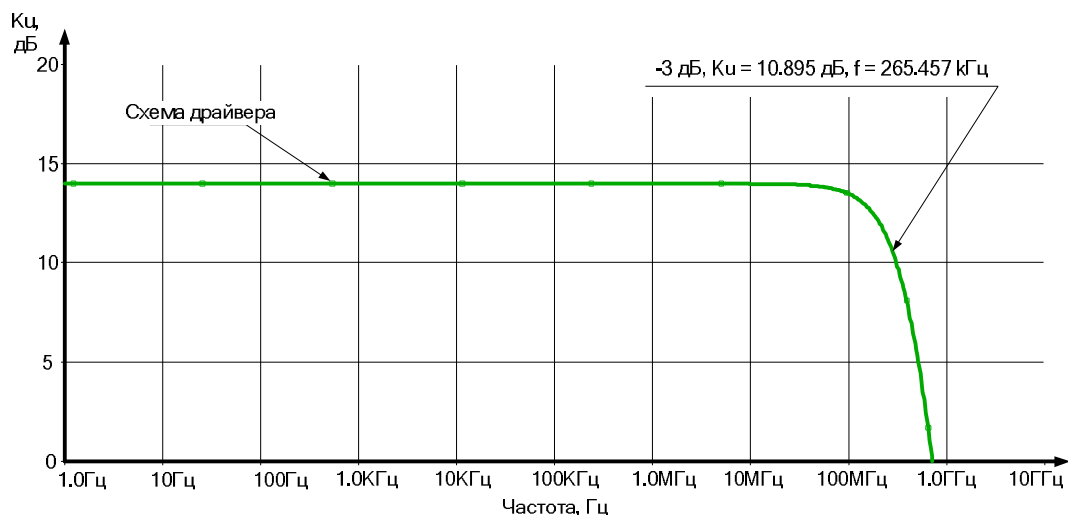


Рис. 4.28. Частотная зависимость дифференциального коэффициента усиления драйвера

Таким образом, предлагаемый ОУ и драйвер на его основе имеют существенные преимущества в сравнении с классическими решениями.

#### 4.5. Дифференциальные усилители в элементном базисе JFET и Bi-КМОП-транзисторов

Схемы классических дифференциальных операционных усилителей (ОУ) с парафазным выходом на основе входного каскода рис. 4.29, которые стали основой многих серийных аналоговых микросхем (OPA177, RC4805 и т.д.), широко применяются в структуре ВЧ- и СВЧ-устройств, реализованных на базе SiGe, АБМК\_1\_3 и других технологий.

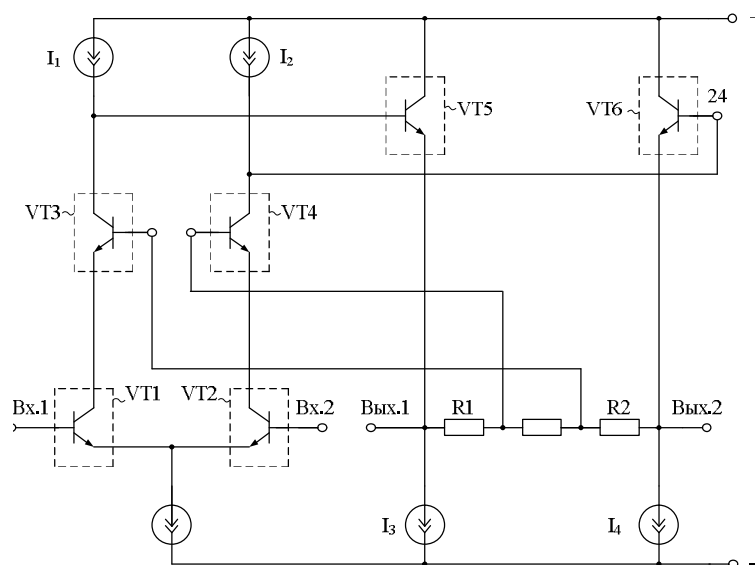


Рис. 4.29. Схема классического ОУ с входным каскодом



На рис. 4.30 показана схема модифицированного ОУ для случая, когда входные трёхполюсники реализованы на основе полевых транзисторов VT1, VT2 с управляющим р-п переходом, а согласующие трёхполюсники и выходные трёхполюсники выполнены в виде биполярных транзисторов одного типа проводимости VT3, VT4 и VT5, VT6 соответственно.

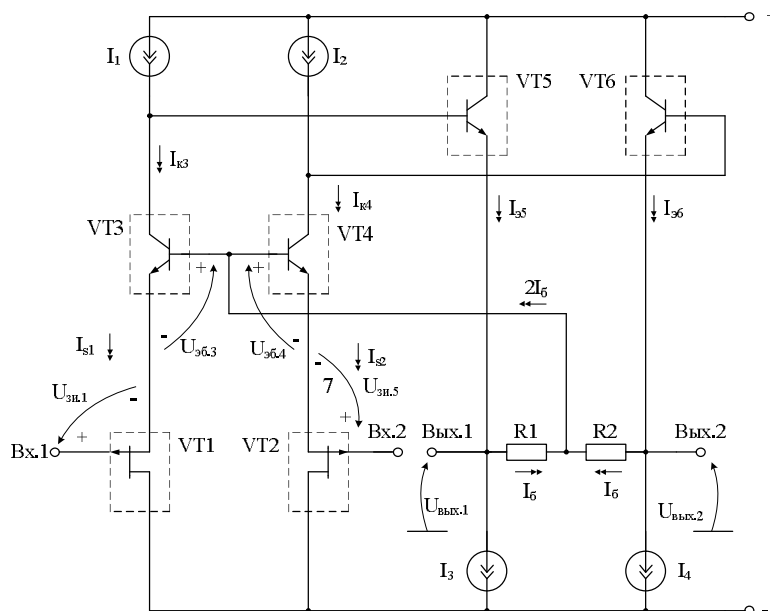


Рис. 4.30. Схема ОУ для техпроцесса АБМК\_1\_3

Задача, решаемая в модифицированном ОУ, – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ОУ будет иметь высокую стабильность и близкое к нулю численное значение при нулевых входных сигналах. Это значительно упрощает согласование парафазных выходов ОУ с последующими функциональными узлами различных многокаскадных устройств преобразования сигналов и позволяет обеспечить более эффективное использование напряжений питания ОУ. В этих схемах выходные переменные напряжения изменяются относительно общей шины.

Статический режим по току транзисторов ОУ рис. 4.30 устанавливается токостабилизирующими двухполюсниками  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  и  $I_4$ :

$$\begin{aligned} I_{s1} &\approx I_1 \approx I_{к3} = I_0, \\ I_{s2} &\approx I_2 \approx I_{к4} = I_0, \\ I_{с5} &\approx I_3 = 2I_0, \\ I_{с6} &\approx I_4 = 2I_0, \end{aligned} \quad (4.11)$$

где  $I_1, I_2, I_3, I_4$  – токи токостабилизирующих двухполюсников  $I_1, I_2, I_3, I_4$ ;  $I_{s1}, I_{s2}$  – токи истоков транзисторов VT1, VT2, образующих входные трёхполюсники;  $I_{к3}, I_{к4}$  – токи коллекторов транзисторов VT3, VT4, образующих согласующие трёхполюсники;  $I_{с5}, I_{с6}$  – токи эмиттера транзисторов VT5, VT6, образующих выходные трёхполюсники;  $I_0$  – некоторое заданное значение опорного тока, например 1 мА.

В соответствии со вторым законом Кирхгофа статические напряжения  $U_{\text{вых.1}}, U_{\text{вых.2}}$  на выходах Вых.1 и Вых.2 ОУ при нулевых напряжениях на входах Вх.1, Вх.2 удовлетворяют условиям:

$$U_{\text{вых.1}} = R_1 \cdot I_6 + U_{\text{эб.3}} - U_{\text{зи.1}}, \quad (4.12)$$

$$U_{\text{вых.2}} = R_2 \cdot I_6 + U_{\text{эб.4}} - U_{\text{зи.2}},$$

где  $U_{\text{эб.3}}=U_{\text{эб.4}}$  – напряжения «эмиттер-база» транзисторов VT3, VT4, образующих согласующие трёхполосники;  $U_{\text{зи.1}}, U_{\text{зи.2}}$  – напряжение «затвор-исток» транзисторов VT1, VT2, образующих входные трёхполосники;  $R_1, R_2$  – сопротивления резисторов R1 и R2;  $I_6$  – ток базы транзисторов VT3, VT4, образующих согласующие трёхполосники.

Ток истока  $I_s$  полевых транзисторов VT1, VT2, образующих входные трёхполосники, определяется в первом приближении формулой:

$$I_s = I_{\text{с. max}} \left( 1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}} \right), \quad (4.13)$$

где  $I_s$  – ток истока полевого транзистора;  $I_{\text{с. max}}$  – максимальный ток полевого транзистора при  $U_{\text{зи}} = 0$ ;  $U_{\text{зи}}$  – напряжение «затвор-исток» ( $0 \leq U_{\text{зи}} \leq U_{\text{отс}}$ );  $U_{\text{отс}}$  – напряжение отсечки полевого транзистора.

Для получения  $U_{\text{зи}} = U_{\text{эб.3}} = U_{\text{эб.4}} \approx 0,7 \text{ В}$ , при котором  $U_{\text{вых.1}} \approx 0$ ,  $U_{\text{вых.2}} \approx 0$ , необходимо, чтобы токи  $I_1$  и  $I_2$  удовлетворяли условию

$$I_1 = I_2 = I_0^* = I_{\text{с. max}} \left( 1 - \frac{U_{\text{эб.3}}}{U_{\text{отс}}} \right) \quad (4.14)$$

или

$$I_0^* = I_{\text{с. max}} \left( 1 - \frac{0,7 \text{ В}}{U_{\text{отс}}} \right). \quad (4.15)$$

Если эти токи больше, чем  $I_0^*$  (4.15), то выходные напряжения ОУ  $U_{\text{вых.1}} = U_{\text{вых.2}}$  будут иметь положительное смещение относительно общей шины. Если  $I_1 = I_2 < I_0^*$ , то эти напряжения  $U_{\text{вых.1}} \approx U_{\text{вых.2}}$  смещаются к отрицательной шине питания.

Если в схеме (рис. 4.30) обеспечить  $U_{\text{зи.2}} = U_{\text{зи.1}} = U_{\text{эб.3}} = U_{\text{эб.4}} \approx 0,7 \text{ В}$  за счёт соответствующего выбора токов  $I_1 = I_2 = I_0^*$ , то теоретическое значение  $U_{\text{вых.1}} = U_{\text{вых.2}}$  с высокой точностью будет соответствовать:

$$U_{\text{вых.1}} = U_{\text{вых.2}} \approx I_6 R_1 \approx 0. \quad (4.16)$$

С учётом типовых численных значений  $I_6$  и  $R_1 = R_2$  в практических схемах ОУ из уравнения (4.16) можно сделать вывод о том, что в модифицированном ОУ статические выходные напряжения  $U_{\text{вых.1}} = U_{\text{вых.2}}$  близки к единицам милливольт.

В зависимости от схемотехники входных, согласующих и выходных трёхполюсников можно установить и другие заданные величины статического выходного синфазного напряжения ОУ рис. 4.30.

На рис. 4.31 входные трёхполюсники реализованы на основе полевых транзисторов VT1 и VT2 с управляющим p-n переходом, а согласующие трёхполюсники и выходные трёхполюсники выполнены в виде биполярных транзисторов VT3, VT4 и VT5, VT6 одного типа проводимости.

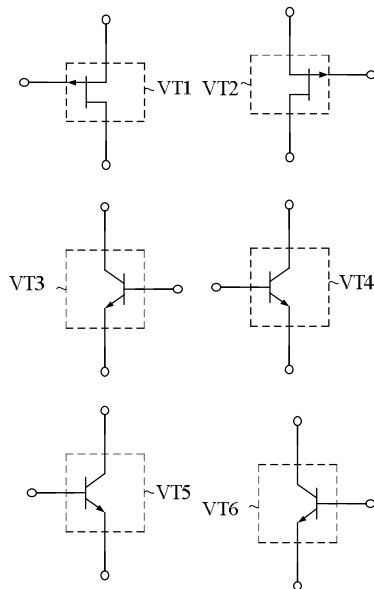


Рис. 4.31. Варианты построения основных подсхем ОУ рис. 4.30

На рис. 4.32, а также рис. 4.33 входные трёхполюсники выполнены в виде биполярных транзисторов VT1, VT2 одного типа проводимости, согласующие трёхполюсники и выходные трёхполюсники реализованы на транзисторах VT3, VT4 и VT5, VT6 другого типа проводимости.

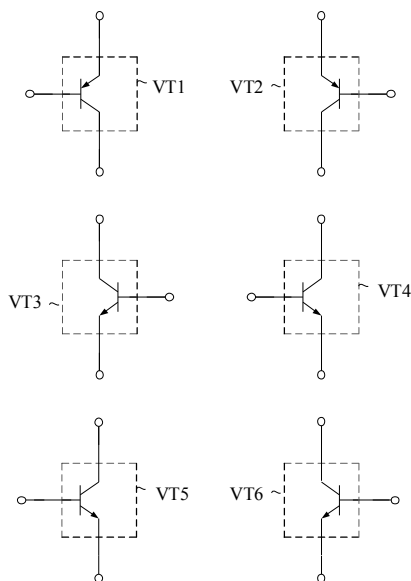


Рис. 4.32. Примеры построения входных, согласующих и выходных трёхполюсников

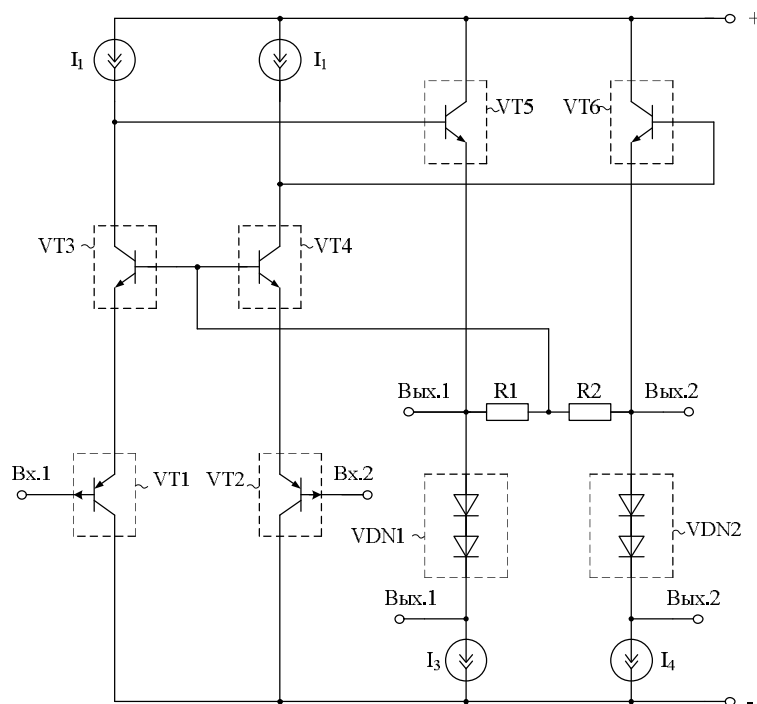


Рис. 4.33. Вариант построения схемы модифицированного ОУ

На рис. 4.34 приведена схема ОУ (рис. 4.33) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУ НПП «Пульсар».

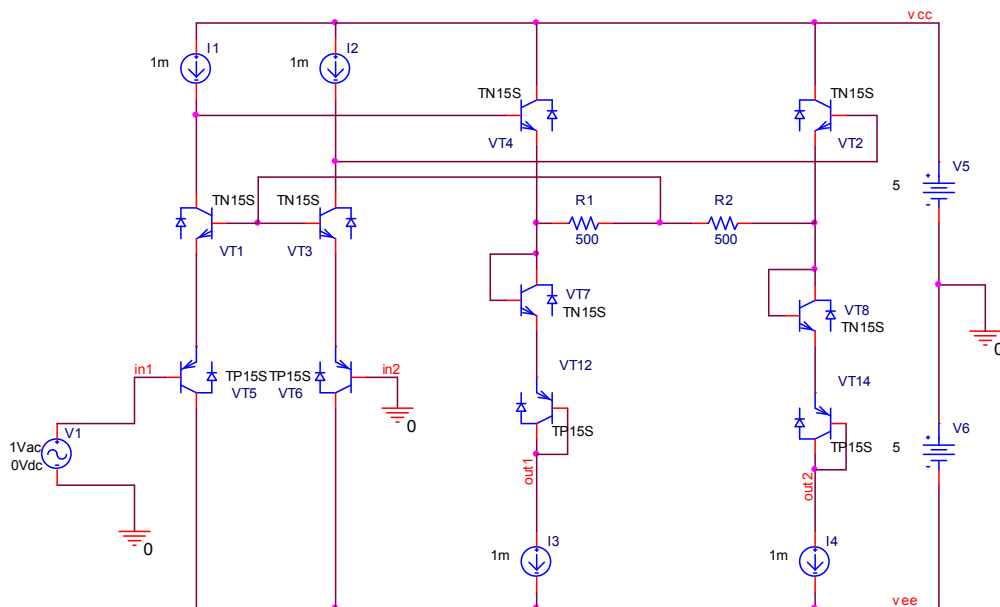


Рис. 4.34. Схема ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 4.35 приведена частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению схемы ОУ (рис. 4.34).

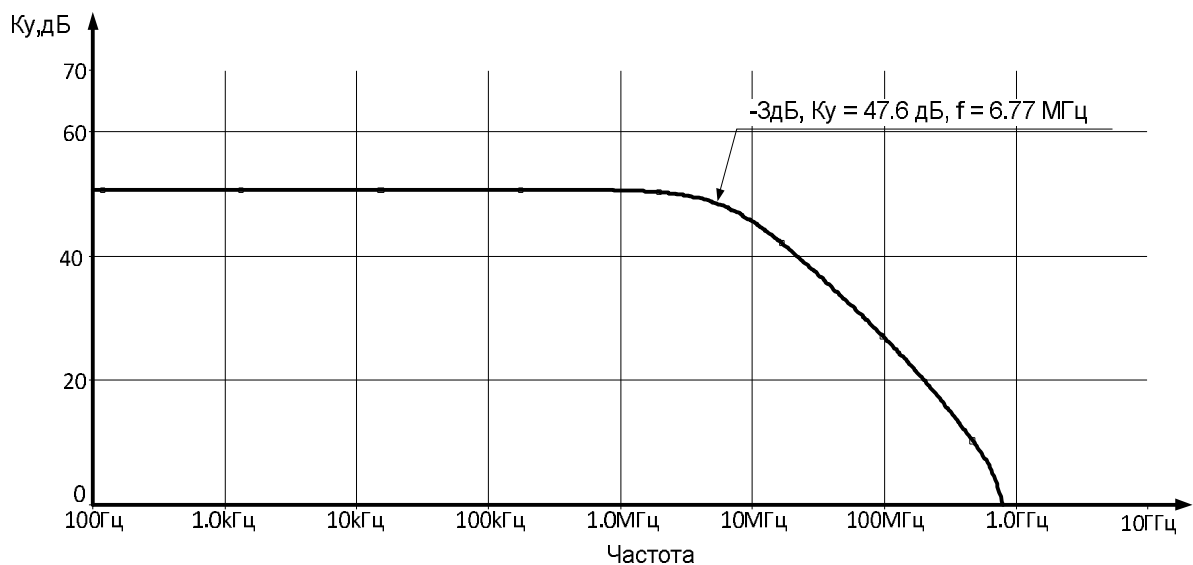


Рис. 4.35. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению схемы ОУ

Рис. 4.36 характеризует зависимость выходных напряжений ОУ (рис. 4.34) при синусоидальном входном сигнале.

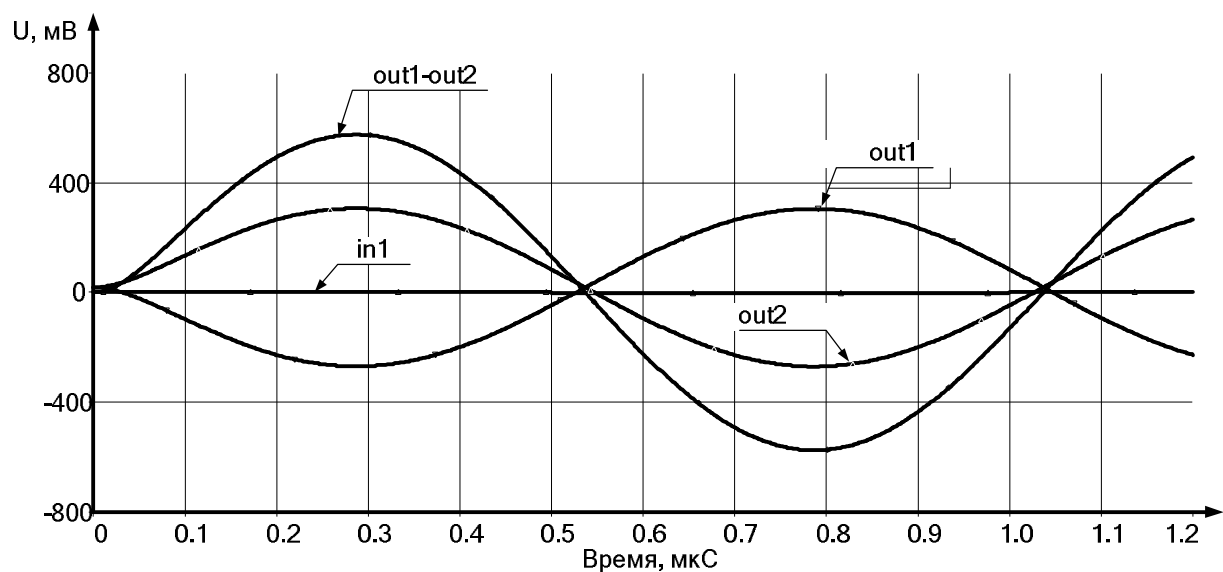


Рис. 4.36. Зависимость выходных напряжений ОУ при синусоидальном входном сигнале

На рис. 4.37 приведена схема ОУ (рис. 4.30) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК\_1\_3 (НПО «Интеграл», г. Минск).

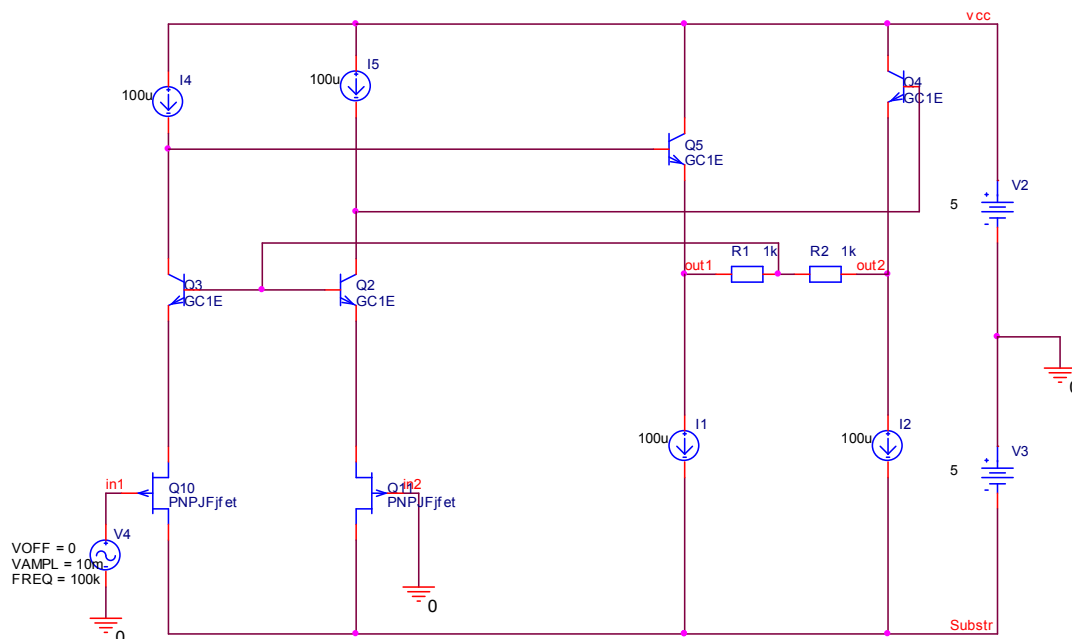


Рис. 4.37. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК\_1\_3

На рис. 4.38 приведена частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению схемы ОУ (рис. 4.37).

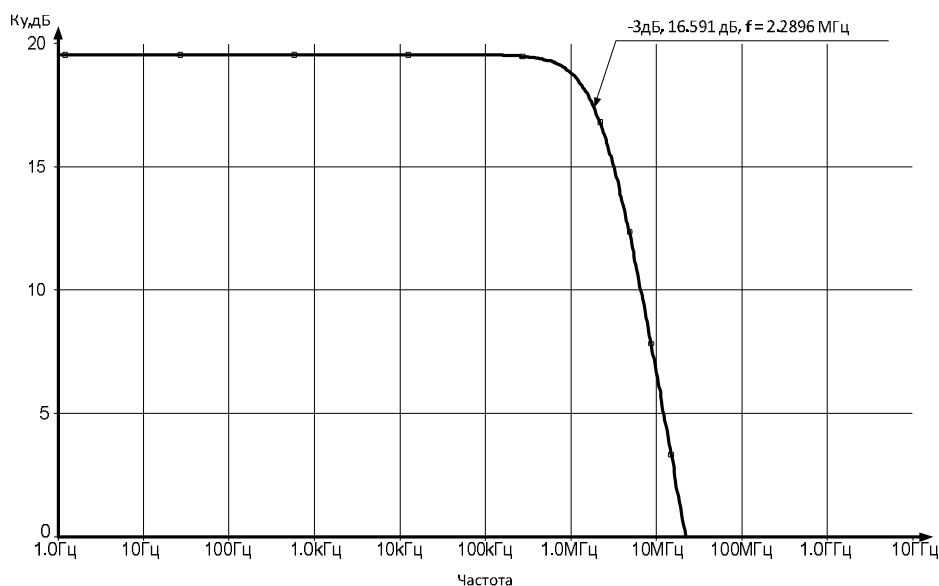


Рис. 4.38. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению схемы ОУ

Рис. 4.39 характеризует зависимость выходных напряжений ОУ (рис. 4.37) при синусоидальном входном сигнале.

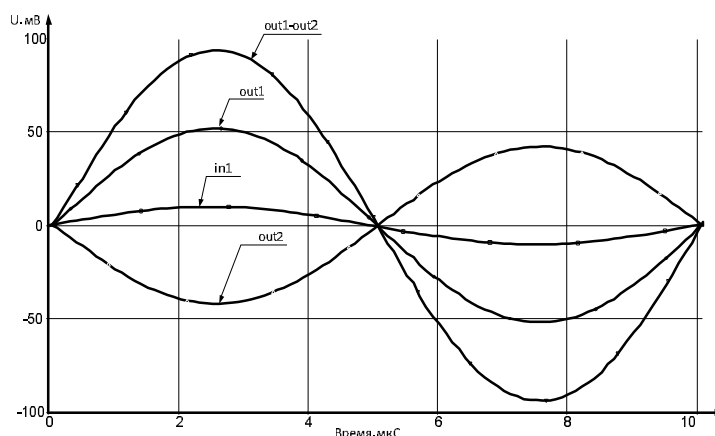


Рис. 4.39. Зависимость выходных напряжений ОУ при синусоидальном входном сигнале

Графики рис. 4.36 и 4.39 показывают, что в схемах ОУ (рис. 4.30 и 4.33) синусоидальные выходные напряжения имеют нулевой уровень статического смещения относительно общей шины.

Таким образом, модифицированный операционный усилитель имеет малый нулевой уровень выходного синфазного напряжения. Это весьма существенно для его согласования с последующими функциональными узлами различных систем на кристалле, а также для получения более широкого диапазона изменения выходных противофазных напряжений.

#### 4.6. Схемы каскодных ОУ с парафазным выходом

На рис. 4.40 изображена модифицированная схема КДУ, функционально интегрированная с входным дифференциальным каскадом (VT5, VT6).

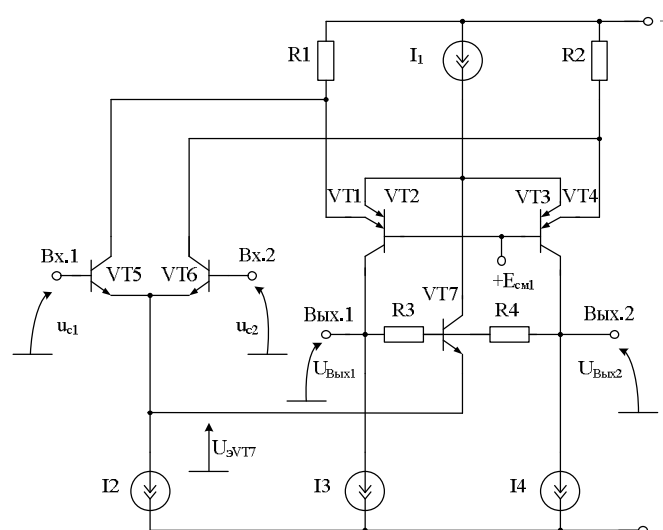


Рис. 4.40. Каскодный ДУ с парафазным выходом [27]

Особенность схемы рис. 4.40 состоит в том, что здесь выходные статические напряжения  $U_{\text{Вых1}}$  и  $U_{\text{Вых2}}$  равны входному синфазному напряжению параллельно-балансного каскада (VT5, VT6, I<sub>2</sub>). Схема рис. 4.40 имеет повышенный коэффициент ослабления входных синфазных сигналов.

На рис. 4.41 показана схема КДУ рис. 4.40 в среде компьютерного моделирования PSpice.

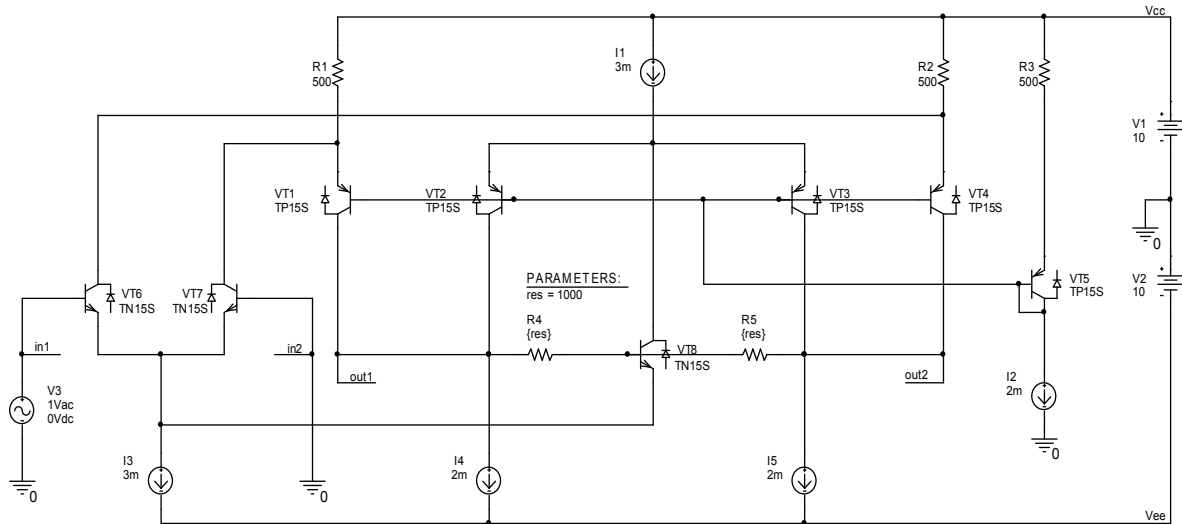


Рис. 4.41. Схема КДУ рис. 4.40  
в среде компьютерного моделирования PSpice

Для модифицированного КДУ рис. 4.41 на рис. 4.42–4.44 приведены амплитудно-частотные характеристики коэффициента усиления по напряжению  $K_u$  (рис. 4.42), входного сопротивления для синфазного сигнала (рис. 4.43) и входного дифференциального сопротивления (рис. 4.44).

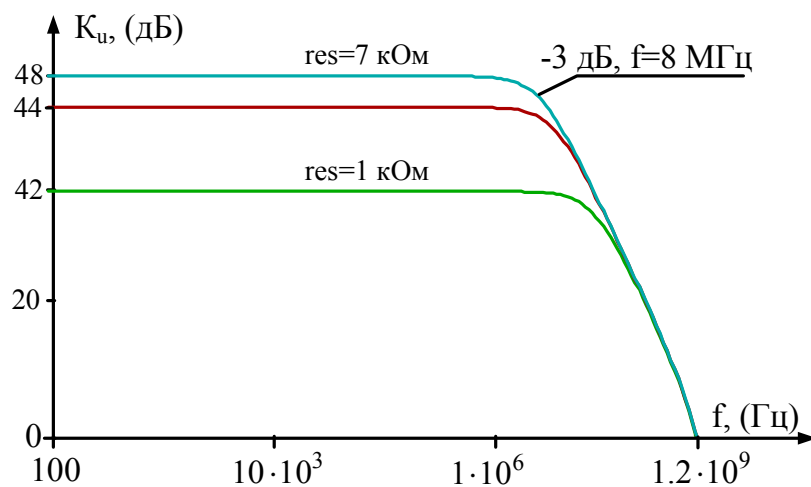


Рис. 4.42. Амплитудно-частотные характеристики  
коэффициента усиления по напряжению КДУ рис. 4.41 ( $res=R3=R4$ )



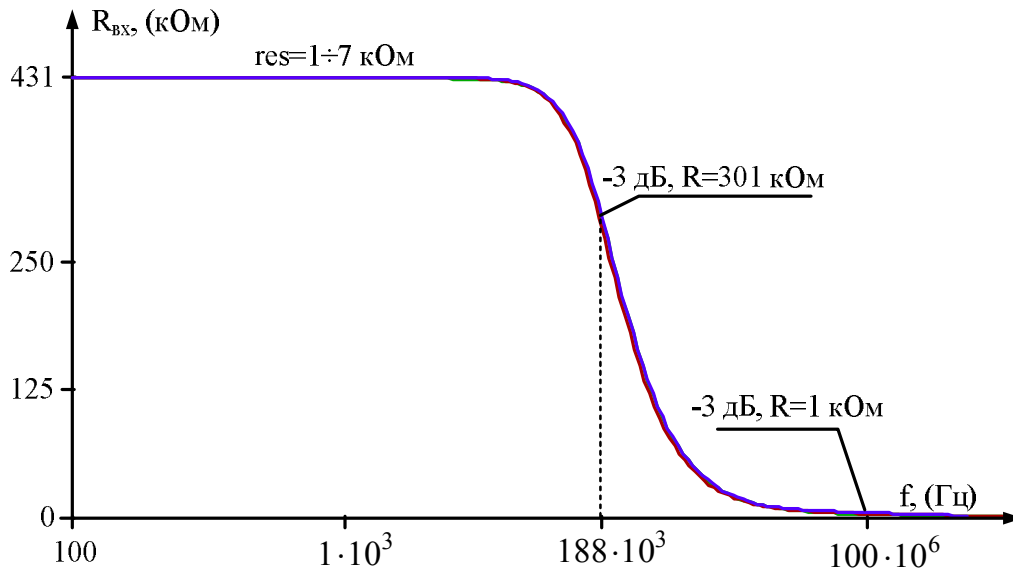


Рис. 4.43. Входное сопротивление для синфазного сигнала КДУ рис. 4.41

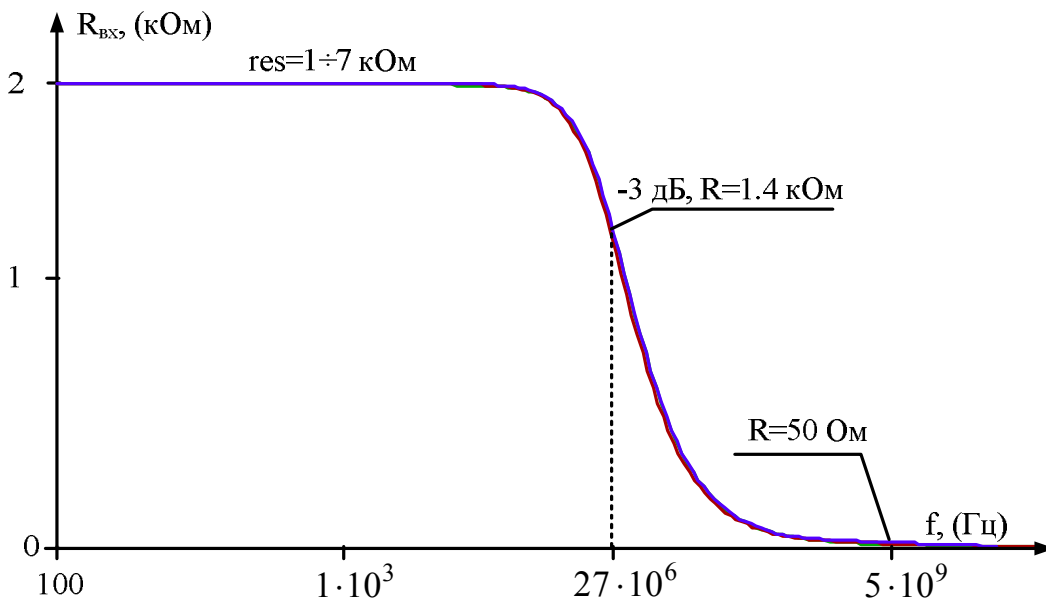


Рис. 4.44. Входное дифференциальное сопротивление КДУ рис. 4.41

Схема рис. 4.45 совпадает со схемой рис. 4.40. Однако здесь транзисторы VT1, VT2, VT3 и VT4 – полевые, реализуемые (в частном случае так же, как и другие элементы) по техпроцессу SGB25VD.



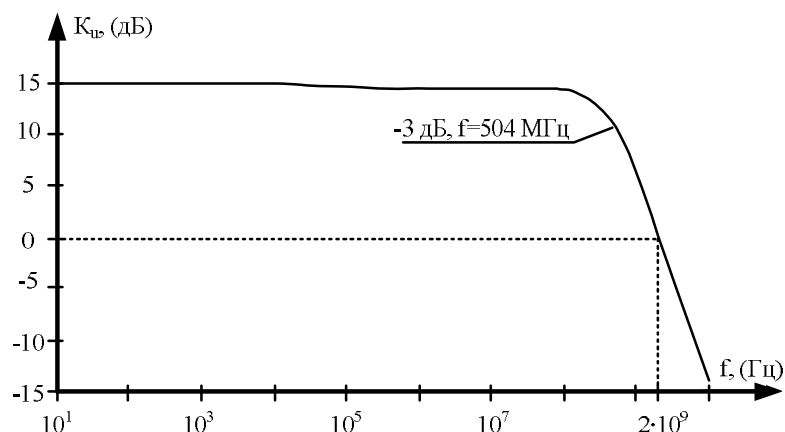


Рис. 4.47. Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению схемы рис. 4.46

Приведённые результаты моделирования модифицированного КДУ с парафазным выходом показывают, что в данной схеме разрешаются технические противоречия, характерные для классического КДУ.

#### 4.7. Дифференциальные каскады с выходными эмиттерными повторителями

В архитектуре рис. 4.48 за счёт нетрадиционного введения отрицательной обратной связи по синфазному сигналу через входной каскад VT1–VT4 реализуется нулевой уровень выходных статических напряжений ( $U_{\text{вых.1}} = U_{\text{вых.2}} \approx 0$ ), что упрощает согласование ОУ с последующими каскадами.

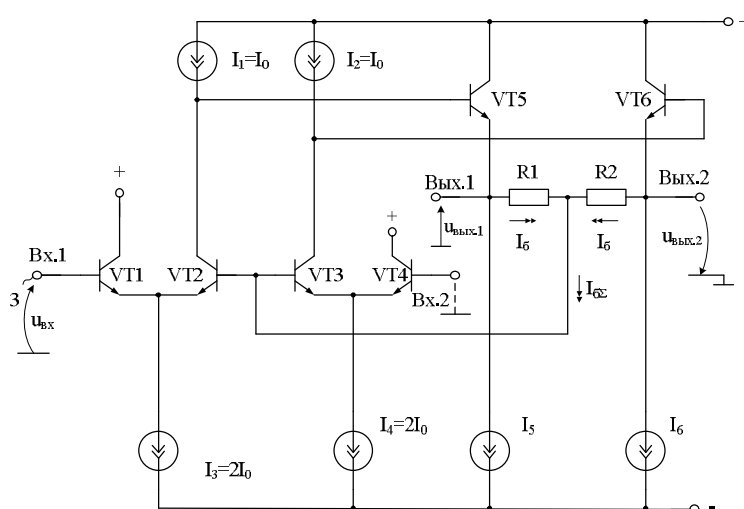


Рис. 4.48. Архитектура ДК с обратной связью по синфазному сигналу через входной каскад

На рис. 4.49 приведена структура ДК с другим вариантом введения обратной связи по синфазному сигналу через входной каскад.

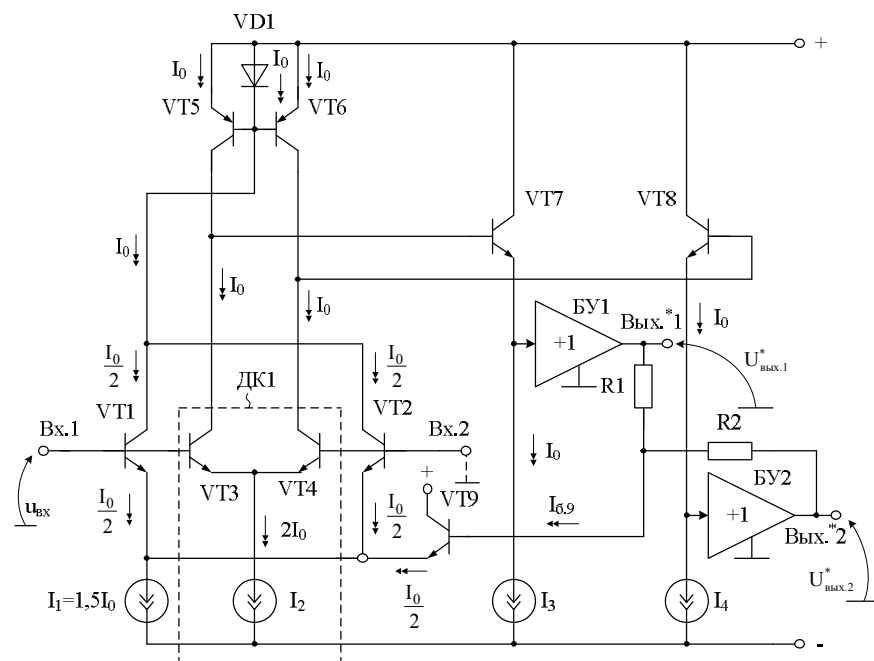


Рис. 4.49. Вторая модификация ДК

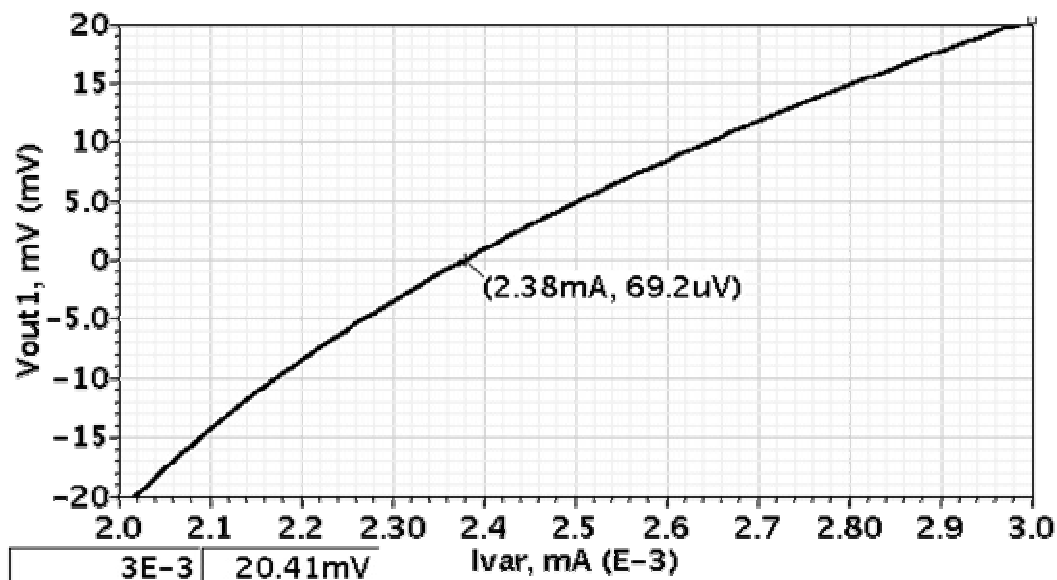


Рис. 4.50. Зависимость постоянной составляющей выходного синфазного статического напряжения ДК от тока  $I_1 = I_{var}$  при сопротивлениях резисторов обратной связи  $R_1 = R_2 = 1$  кОм

В операционных усилителях с rail-to-rail выходом обратная связь через входной каскад может вводиться в соответствии с рис. 4.51.

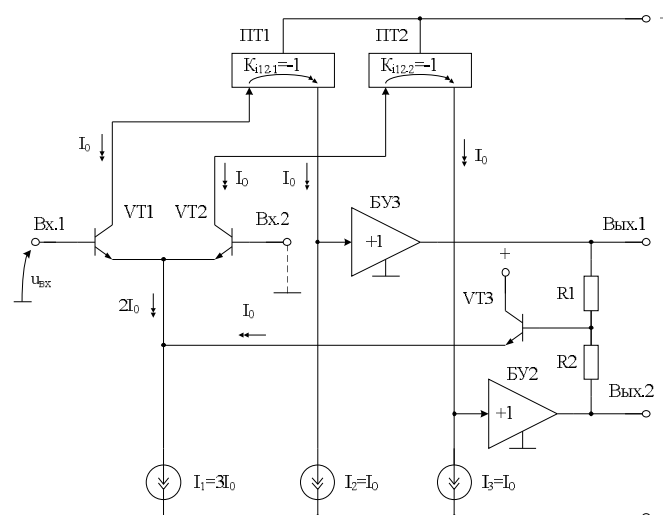


Рис. 4.51. Архитектура ОУ с rail-to-rail дифференциальным выходом

Схема рис. 4.51 достаточно широкополосная, как показывает рис. 4.52.

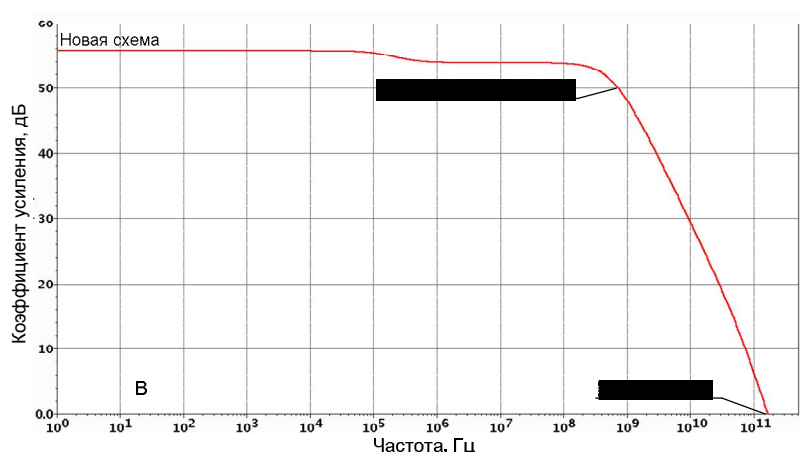


Рис. 4.52. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ рис. 4 на моделях SiGe интегральных транзисторов

При использовании низкоомных резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  во входном каскаде возможна их нейтрализация (рис. 4.53). Основной схемы (рис. 4.53) являются ДК на транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$  и  $VT_3$ ,  $VT_4$ , в которые вводятся токовые зеркала ПТ1 и ПТ2. Каждый из ДК при сравнительно низкоомных резисторах  $R_1=R_2=R_3=R_4=R_0=0,5\div 1$  кОм может иметь коэффициент усиления по напряжению до  $40\div 80$  дБ [3]. Этот эффект повышения  $K_y$  объясняется взаимной компенсацией импедансов резисторов  $R_1$  и  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$ , которая, однако, зависит от коэффициента передачи по току токовых зеркал ПТ1, ПТ2 и коэффициентов усиления по напряжению ( $K_{пт} = 0,99\div 0,999$ ) эмиттерных повторителей на транзисторах  $VT_7$ ,  $VT_8$ .

Амплитудно-частотная характеристика ОУ рис. 4.53 приведена на рис. 4.54.

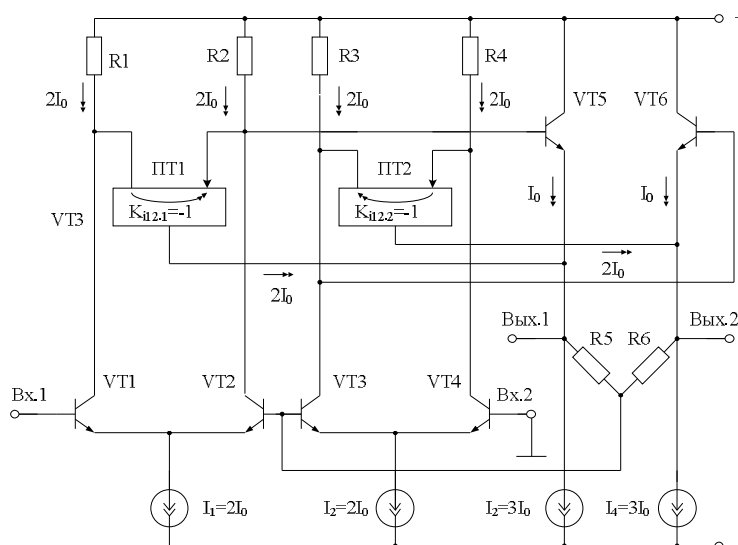


Рис. 4.53. Архитектура ОУ с цепями взаимной компенсации R1, R2 (R3, R4)

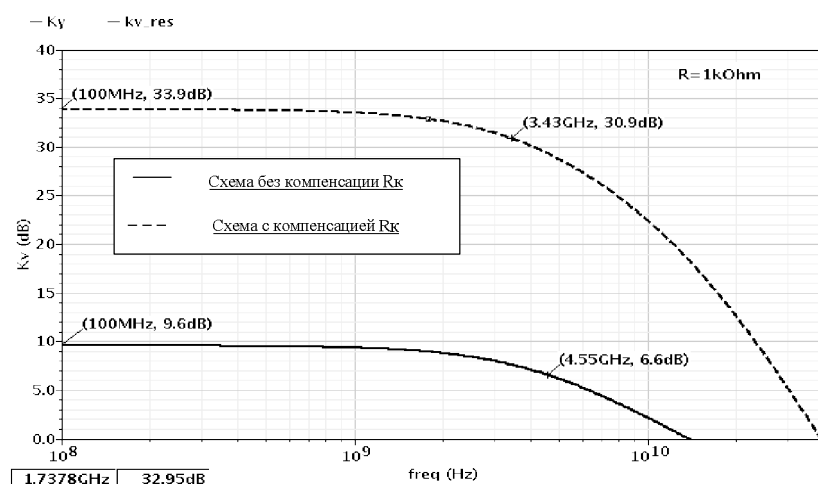


Рис. 4.54. Зависимость коэффициента усиления от частоты сравниваемых схем ОУ

Предельный коэффициент усиления по напряжению таких ОУ определяется точностными параметрами токовых зеркал ПТ1, ПТ2 ( $K_{ил2,1} = 1$ ,  $K_{ил2,2} = 1$ ) и погрешностью эмиттерных повторителей VT5, VT6, которая должна быть малой.

Исследование основных модификаций дифференциальных каскадов и операционных усилителей с нетрадиционными цепями стабилизации нулевого уровня выходных синфазных напряжений показало, что на их основе по SiGe-технологии возможна реализация СВЧ-микросхем с парафазным выходом (full DA) и диапазоном рабочих частот до 20–30 ГГц.

## 5. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ (ИУ) С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ

### 5.1. Основные параметры и характеристики

Высокодобротные избирательные усилители (ИУ) относятся к числу базовых функциональных узлов современной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и определяют её важнейшие характеристики. Основные параметры ИУ:  $Q$  – добротность амплитудно-частотной характеристики;  $f_0$  – частота квазирезонанса или частота полюса ИУ  $f_p=f_0$ ;  $K_0$  – коэффициент усиления на частоте квазирезонанса (частота полюса).

Данные параметры могут быть определены по амплитудно-частотной характеристике ИУ (рис. 5.1) или аналитически через его комплексно-сопряжённый полюс.

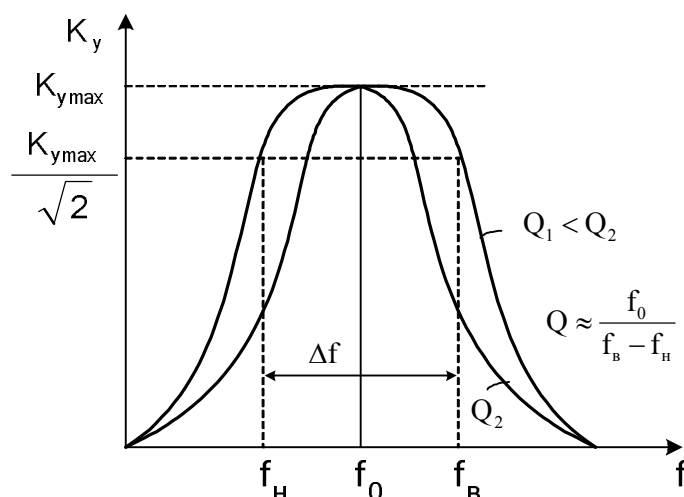


Рис. 5.1. Типовая АЧХ избирательного усилителя с высокой добротностью

Комплексный коэффициент передачи ИУ с передаточной функцией второго порядка описывается формулой:

$$K(jf) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}},$$

где  $f$  – частота входного сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса избирательного усилителя;  $Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Причём параметры  $f_0$  и  $Q_0$  ИУ зависят от пассивных и активных элементов схемы.

Кроме этого, ИУ характеризуется уровнем шумов и вносимых нелинейных искажений, динамическим диапазоном, максимальной амплитудой выходного напряжения, потребляемой мощностью, входным сопротивлением, коэффициентами передачи (затуханием) в диапазоне нижних ( $f \ll f_0$ ) и высоких ( $f \gg f_0$ ) частот, чувствительностью его основных параметров к нестабильности параметров активных и пассивных компонентов, температурной и радиационной зависимостью  $Q$ ,  $K_0$  и  $f_0$  и т.п.

Теоретические аспекты синтеза классических ИУ достаточно подробно рассмотрены в учебной и специальной технической литературе. Весьма перспективно применение усилителей с парафазным выходом для построения полосовых фильтров. Пример такого ИУ приведён на рис. 5.2 [1].

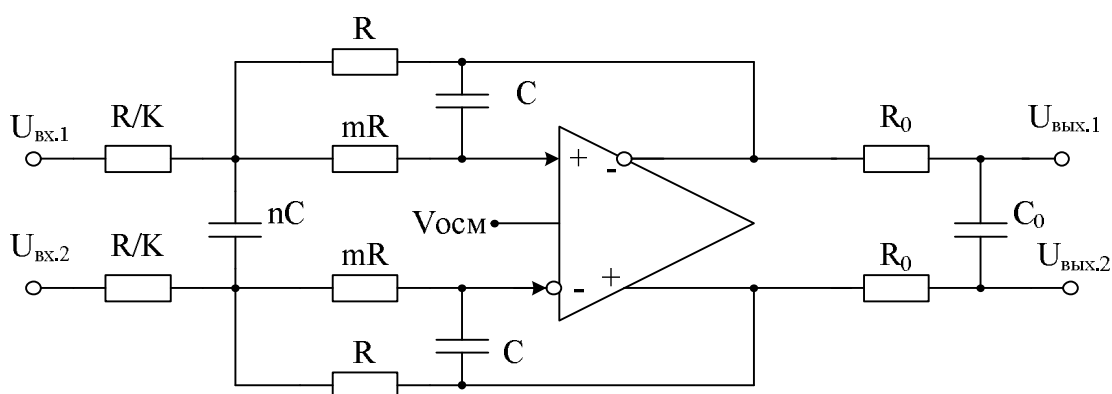


Рис. 5.2. Полосовой фильтр на основе усилителя с парафазным выходом

Характеристическая частота фильтра  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{2mn}}$ .

Дифференциальный коэффициент передачи в полосе пропускания –  $K$ .

Добротность  $Q = \frac{\sqrt{2mn}}{1 + m(1 + K)}$ .

Данный подкласс избирательных усилителей является предметом рассмотрения настоящего раздела.

## 5.2. Схемы ИУ с ёмкостным входом

В радиотехнических системах сегодня широко используются интегральные операционные усилители (ОУ) со специальными элементами обратной связи, формирующими амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) резонансного типа. Однако классическое построение таких ИУ сопровождается значительными энергетическими потерями, которые идут в основном на обеспечение статического режима достаточно большого числа второстепенных транзисторов, образующих операционный усилитель с па-



рафазным выходом. В этой связи весьма актуальной является задача построения ИУ с минимальным числом транзисторов, обеспечивающих выделение узкого спектра сигналов с достаточно высокой добротностью ( $Q$ ) резонансной характеристики ( $Q=2\div 10$ ) при малом энергопотреблении.

Повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению ( $K_0$ ) на частоте квазирезонанса  $f_0$  реализовано в схеме на рис. 5.3.

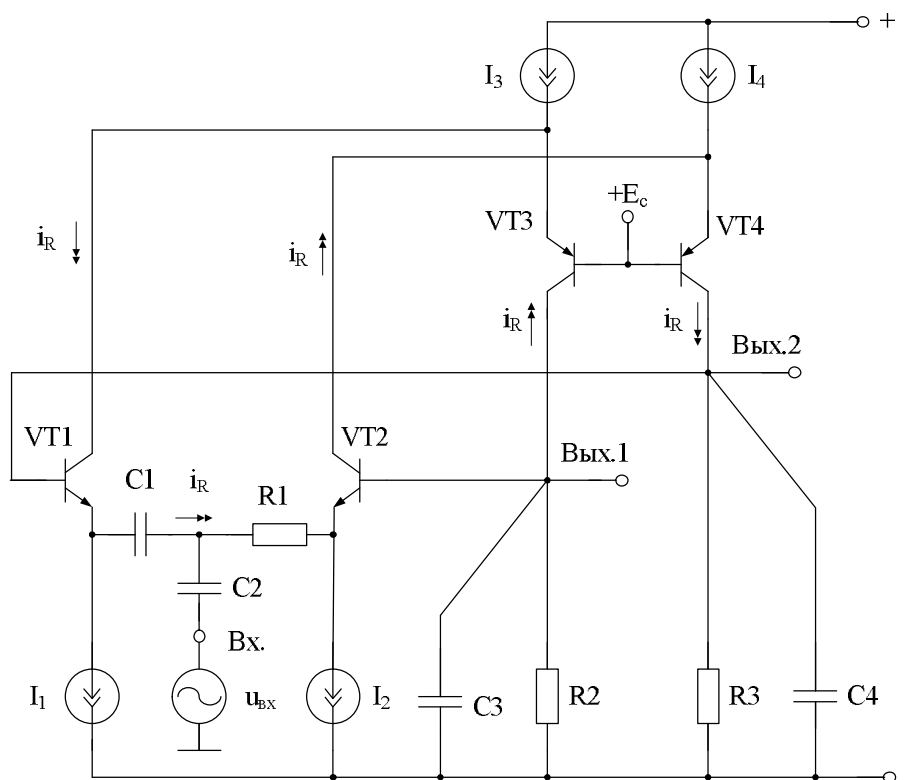


Рис. 5.3. Архитектура избирательного усилителя с парафазным выходом в базисе элементов техпроцесса SG25H1

Источник входного сигнала  $u_{BX}$  в схеме рис. 5.3 изменяет эмиттерные токи транзисторов VT1 и VT2, причём с увеличением частоты входного напряжения ( $u_{BX}$ ) приращения этих токов увеличиваются. Поэтому увеличиваются как эмиттерные, так и коллекторные токи p-n-p транзисторов VT3 и VT4. Такое взаимодействие исключает ненулевое значение асимптотических коэффициентов передачи ИУ. Учитывая, что нагрузкой транзисторов VT3 и VT4 является параллельное соединение резистора R1 (R2) и конденсатора C3 (C4), выходные напряжения ИУ, определяющиеся падением напряжения в этих цепях, будут иметь экстремум, положение которого на частотной оси определяется постоянными времени входной цепи, образованной резистором R1, конденсаторами C1 и C2 и выходных

цепей ИУ (резисторы R1, R2 и конденсаторы C3, C4). Взаимодействие выходных цепей ИУ (Вых.1 и Вых.2) с базами транзисторов VT1 и VT2 приводит к реализации комплексной обратной связи. Причём в силу особенностей входной цепи ИУ (резистор R1 и конденсаторы C1, C2) глубина этой обратной связи за счёт передачи части эмиттерного тока транзистора VT1 в эмиттерную цепь транзистора VT2, а также части эмиттерного тока транзистора VT2 в эмиттерную цепь транзистора VT1 по каждому из рассматриваемых каналов зависит от особенностей АЧХ и ФЧХ соответствующих контуров. Характер частотной зависимости эквивалентного сопротивления эмиттерных цепей транзисторов VT1 и VT2 и проводимостей нагрузок (сопротивления R2, R3 и конденсаторы C3, C4) показывает, что только на одной частоте (частоте квазирезонанса  $f_0$  ИУ) эта связь является вещественной с положительным возвратным отношением, а при  $f_0 \gg f \gg f_0$  является реактивной. Именно поэтому действие контуров обратной связи направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ без изменения его частоты квазирезонанса  $f_0$ .

Комплексный коэффициент передачи по напряжению  $K_y(jf)$  избирательного усилителя (рис. 5.3) определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (5.1)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса;  $Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Причём:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (5.2)$$

$$\tau_1 = (C_1 + C_2)(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}), \quad (5.3)$$

$$\tau_2 = C_3 R_2, \quad \tau_2' = C_4 R_3, \quad \tau_2 = \tau_2', \quad (5.4)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (5.5)$$

$$Q_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} \left[ 1 - \frac{\alpha_1 \alpha_3 R_2 + \alpha_2 \alpha_4 R_3}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right]} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}}, \quad (5.6)$$

где  $C_1, C_2, C_3, C_4$  – ёмкости конденсаторов  $C1, C2, C3, C4$ ;  $h_{11,i} \approx \frac{\varphi_T}{I_{\beta}}$  – входное сопротивление  $i$ -го транзистора в схеме с общей базой;  $\varphi_T \approx 25$  мВ – температурный потенциал;  $I_{\beta i}$  – статический ток эмиттера  $i$ -го транзистора;  $\alpha_i < 1$  – коэффициент усиления по току эмиттера  $i$ -го транзистора.

Условие

$$\tau_2 = \tau'_2 = C_3 R_2 = C_4 R_3 \quad (5.7)$$

обеспечивает симметричность выходов Вых.1 и Вых.2 схемы ИУ рис. 5.3.

Если выбрать  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $R_2 = R_3 = R_1 + h_{11,1} + h_{11,2}$ , то уравнения для  $Q$  (5.6) и  $K_0$  (5.5) существенно упрощаются:

$$Q \approx \frac{1}{2 - \alpha_1 \alpha_3 - \alpha_2 \alpha_4}, \quad (5.8)$$

$$K_0 \approx \frac{1}{2 - \alpha_1 \alpha_3 - \alpha_2 \alpha_4} = Q. \quad (5.9)$$

Поэтому при идентичности транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4 указанные параметры определяются их коэффициентом передачи тока эмиттера. Добротность ИУ и его коэффициент усиления  $K_0$  ограничиваются  $\beta$  р-п-р транзисторов. Это позволяет за счёт целенаправленного выбора параметров элементов, входящих в формулу (5.7), получить заданные значения  $Q$  (5.8) и  $K_0$  (5.9). Данные теоретические выводы подтверждаются графиками, полученными в результате компьютерного моделирования схемы рис. 5.3 в среде Cadence.

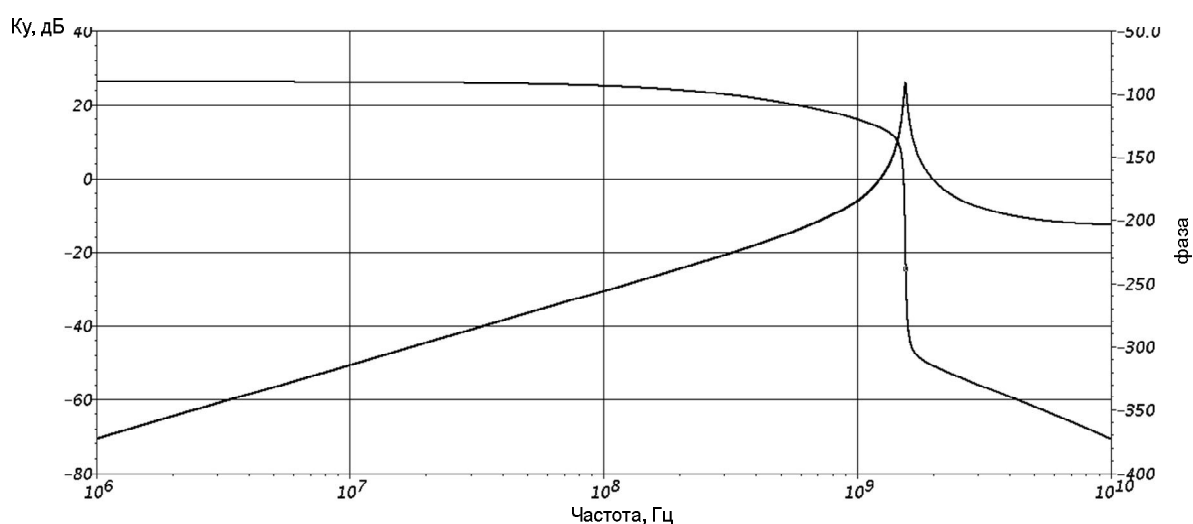


Рис. 5.4. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ для дифференциального выхода и его фазового сдвига

На рис. 5.5 показана модифицированная схема ИУ, в которой используются источники опорного тока  $I_5=I_6=I_0$ , причём между выходами устройства и общей шиной источников питания включены достаточно низкоомные резисторы R2 и R3, определяющие  $f_0$ .

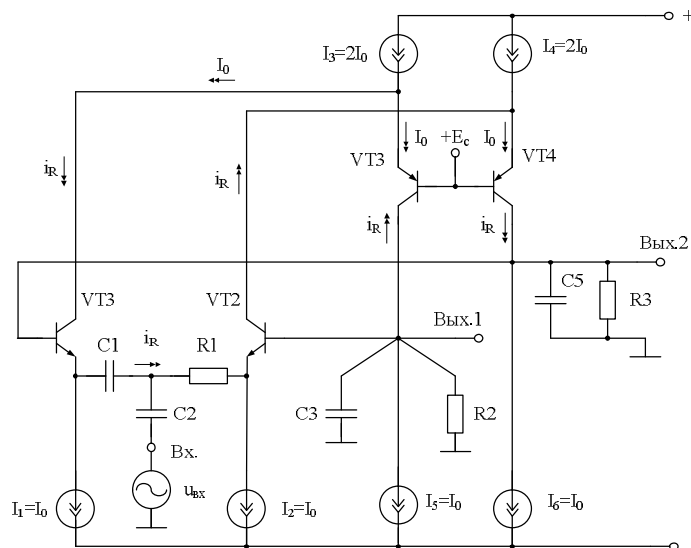


Рис. 5.5. Модификация ИУ с парафазным выходом

На рис. 5.6 показана схема ИУ рис. 5.5 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов. На рис. 5.7 приведена частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ рис. 5.6 и его фазового сдвига в мелком масштабе.

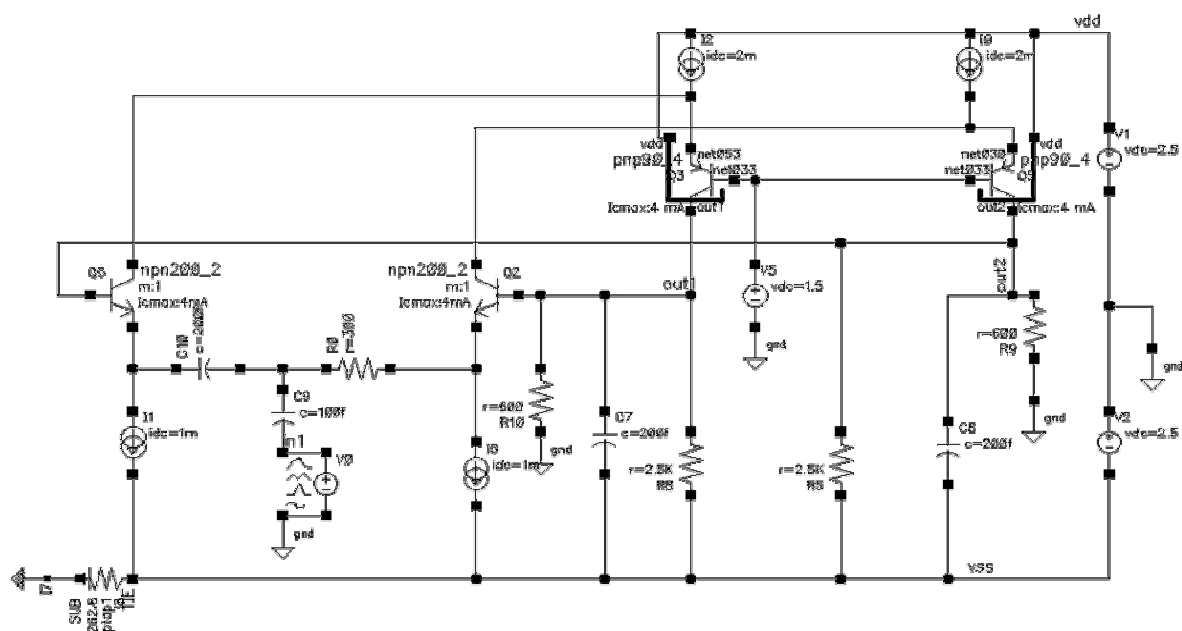


Рис. 5.6. Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях интегральных транзисторов техпроцесса SG25H1

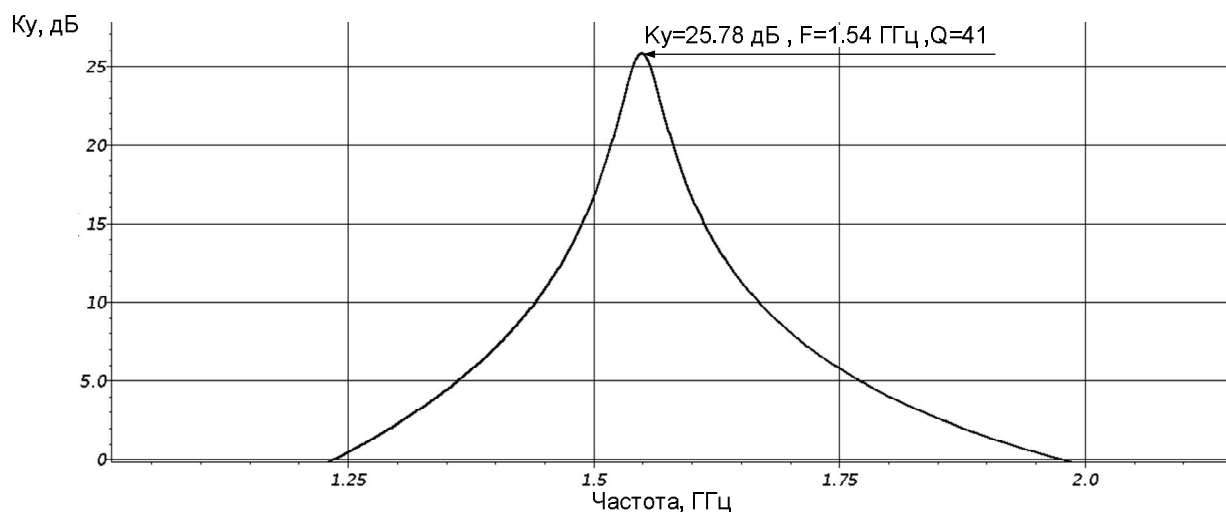


Рис. 5.7. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению

На рис. 5.8 приведены амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рис. 5.6 по первому и второму выходам относительно входа in1, а на рис. 5.9 – осциллограммы выходных сигналов ИУ при уровне входного напряжения  $u_{вх} = 10$  мВ на частоте  $f_0 = 1,549$  ГГц.

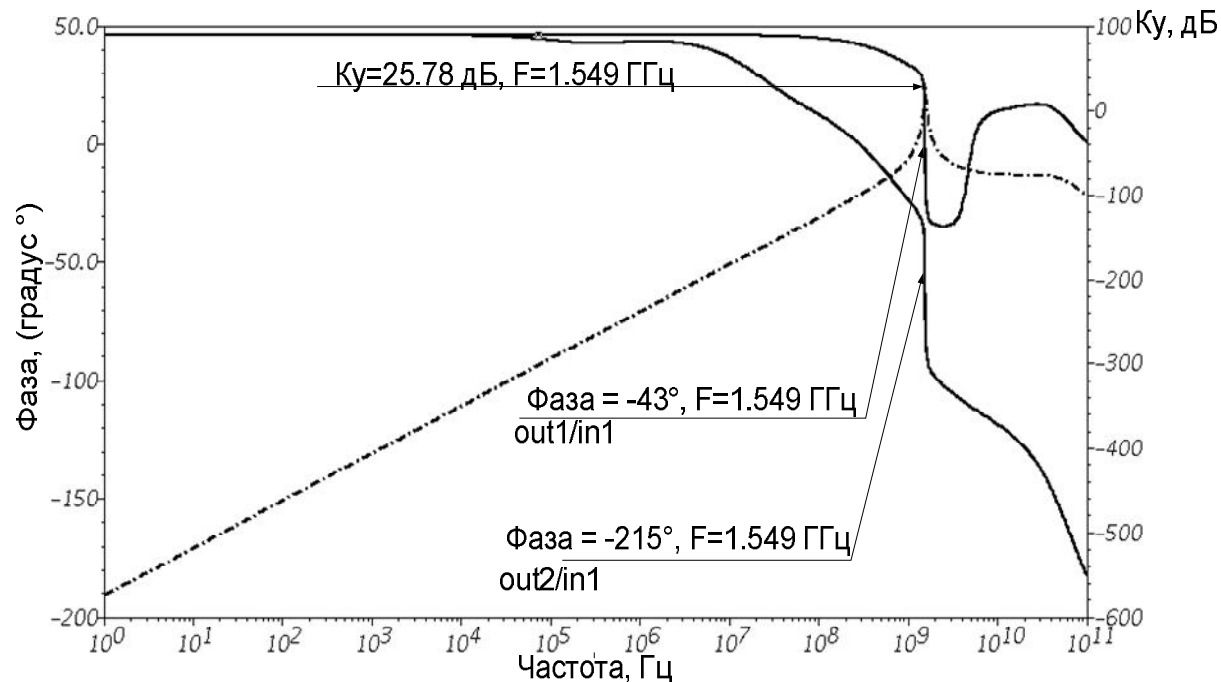


Рис. 5.8. Амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ

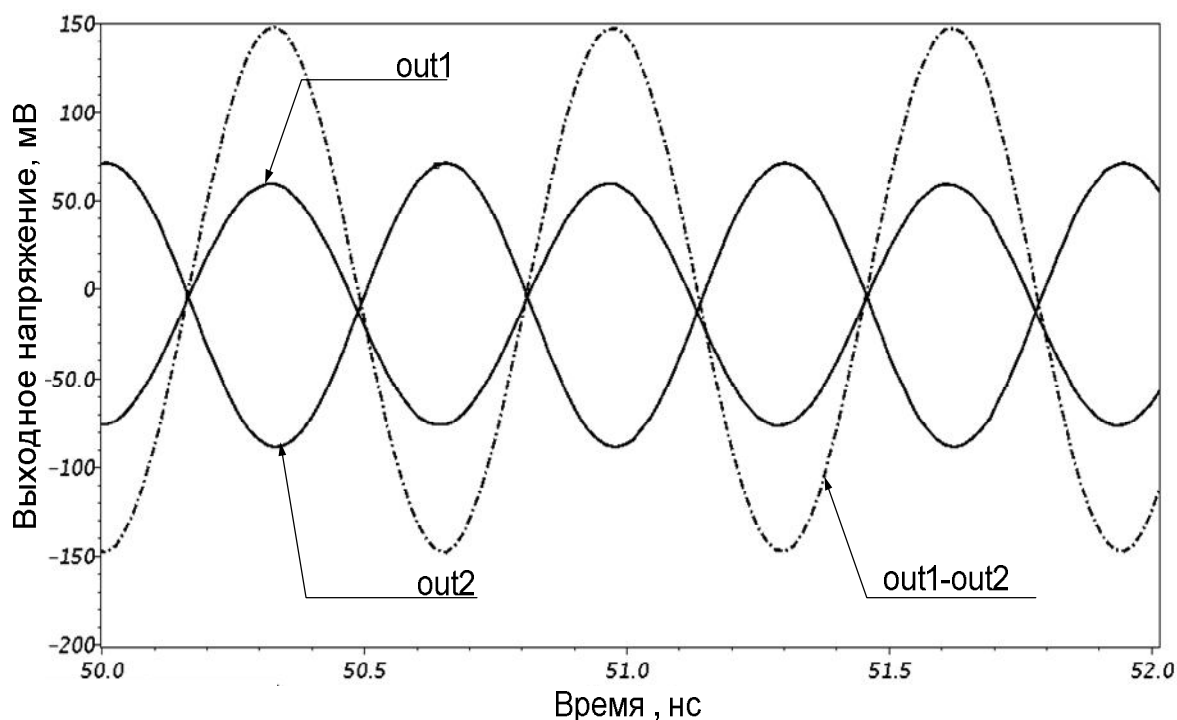


Рис. 5.9. Осциллограммы выходных сигналов ИУ

Таким образом, предлагаемый ИУ имеет два противофазных выхода, т.е. может выполнять функцию фазорасщепителя сигналов, и характеризуется высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$ , а также повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 5.3. Метод управления динамическими параметрами ИУ на основе «перегнутого» каскода

Как уже отмечалось, аналоговые микросхемы с парафазным выходом играют существенную роль в современных системах связи. В настоящем разделе рассматриваются методы электронного (токового) управления параметрами  $Q$  и  $K_0$  избирательных усилителей данного подкласса.

Традиционно для придания таким устройствам селективных свойств используются разделительные и блокирующие конденсаторы (рис. 5.10). Однако их свойства требуют большого «ресурса» усиления и поэтому не позволяют обеспечить относительно высокие качественные показатели в области высоких и сверхвысоких частот. Эта задача требует применения в контуре регенеративной обратной связи частотозависимых цепей полосового фильтра.

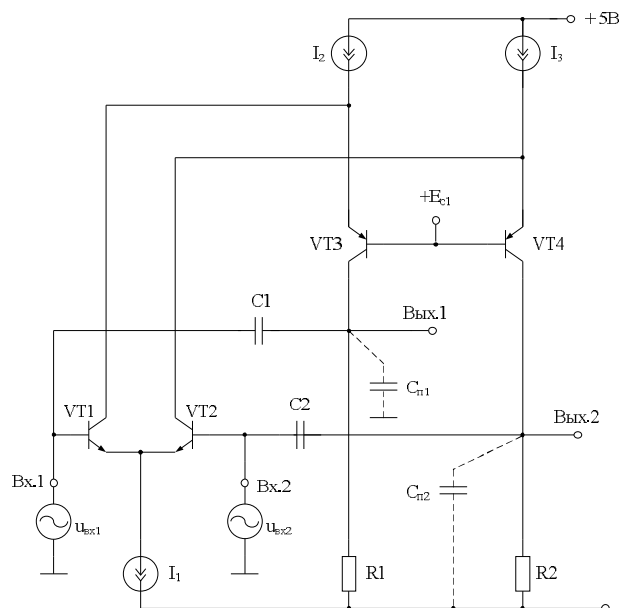


Рис. 5.10. Схема классического ИУ с парафазным выходом на базе «перегнутого» каскода

Схема управляемого ИУ с парафазным выходом, реализующего этот структурный признак, представлена на рис. 5.11. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ ( $Q$ ) и его коэффициента усиления по напряжению ( $K_0$ ) на частоте квазирезонанса  $f_0$ , а также электронное (токовое) управление этими параметрами. Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное управляемое избирательное устройство с двумя противофазными выходами. В данной схеме параллельно корректирующим конденсаторам  $C2$  и  $C3$  включены по переменному току низкоомные резисторы  $R4$ ,  $R5$ . Управление величинами  $Q$  и  $K_0$  обеспечивается изменением тока  $I_5$ .

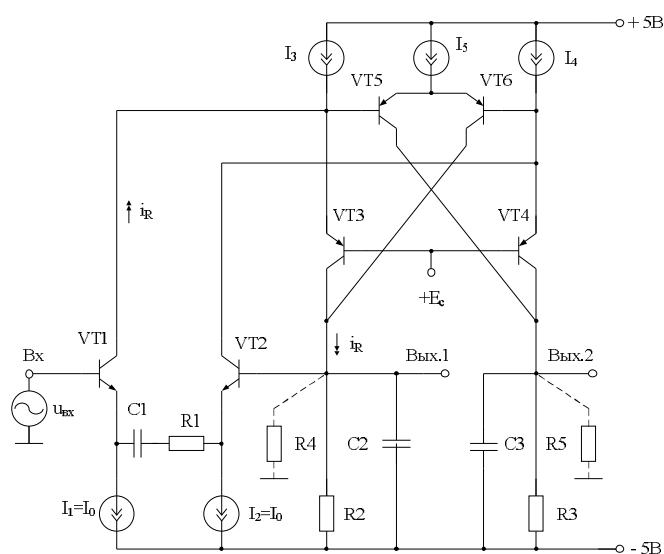


Рис. 5.11. Схема управляемого ИУ с парафазным выходом

Комплексный коэффициент передачи по напряжению  $K_y(jf)$  ИУ рис. 5.11 для выхода Вых.1 определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K_y(jf)_1 = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ.1}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (5.10)$$

где  $f$  – частота входного сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса ИУ;  $Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Причём:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (5.11)$$

где  $\tau_1 = C_1(h_{11.1} + h_{11.2} + R_1)$ ;  $\tau_2 = R_{2п}C_2$ ;  $R_{2п} = R_2R_4/(R_2 + R_4)$ .

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - K_i \frac{R_{2п}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (5.12)$$

где  $K_i$  – эквивалентный коэффициент передачи по току контура обратной связи.

Причём

$$K_i = \alpha_1\alpha_3 + \alpha_6 \frac{h_{11.3}}{h_{11.5} + h_{11.6}} \left( \alpha_1 + \alpha_2 \frac{h_{11.4}}{h_{11.3}} \right), \quad (5.13)$$

где  $h_{11.i}$  – малосигнальные  $h$ -параметры  $i$ -го транзистора в схеме с общей базой,  $\alpha_i < 1$  – коэффициент усиления по току эмиттера  $i$ -го транзистора.

Формула для коэффициента усиления ИУ по напряжению  $K_0$  имеет вид

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_{2п}K_i}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (5.14)$$

Отличительной особенностью предлагаемой схемы ИУ является дифференциальность его выходов.

При выполнении двух параметрических условий

$$h_{11.3} = h_{11.4}; \quad \alpha_1 = \alpha_2 \quad (5.15)$$

$$R_{2п} = R_{3п} = R_5R_3/(R_5 + R_3), \quad C_2 = C_3 \quad (5.16)$$

уравнение для  $K_i$  будет иметь следующий вид

$$K_i = \alpha_1\alpha_3 + \alpha_6 \frac{I_{\text{вар}}}{4I_3} (\alpha_1 + \alpha_2), \quad (5.17)$$

где  $I_{\text{вар}}$  – изменяемый ток двухполюсника  $I_{5,}$ ;  $I_3$  – статический ток эмиттера транзисторов VT3 и VT4.



Поэтому изменением режима работы дифференциальной пары VT5 и VT6 (тока  $I_5=I_{var}$ ) можно реализовать необходимое численное значение  $K_i$  и, следовательно, обеспечить заданные величины  $Q$  и  $K_0$  без изменения частоты квазирезонанса  $f_0$  ИУ.

Указанное свойство легко использовать для оптимизации параметрической чувствительности параметров ИУ. Так, при выполнении равенства

$$K_i R_{2\pi} / (R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}) = 1, \quad (5.18)$$

параметры  $Q$  и  $K_0$  будут определяться из следующих соотношений

$$Q = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad K_0 = -Q_2. \quad (5.19)$$

Поэтому параметрические чувствительности ИУ можно найти по следующим формулам

$$S_{c1}^Q = -S_{c2}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{c1}^{K_0} = -S_{c2}^{K_0} = 1, \quad (5.20)$$

$$S_{R1}^Q \approx S_{R2\pi}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{R1}^{K_0} \approx S_{R2\pi}^{K_0} = 1. \quad (5.21)$$

При этом параметрические чувствительности частоты квазирезонанса соответствуют значениям

$$S_{C1}^{f_0} = S_{C2}^{f_0} = -\frac{1}{2}, \quad S_{R1}^{f_0} \approx S_{R2\pi}^{f_0} = -\frac{1}{2}, \quad (5.22)$$

что и переводит предлагаемую схему ИУ в класс низкочувствительных селективных устройств высокого диапазона рабочих частот.

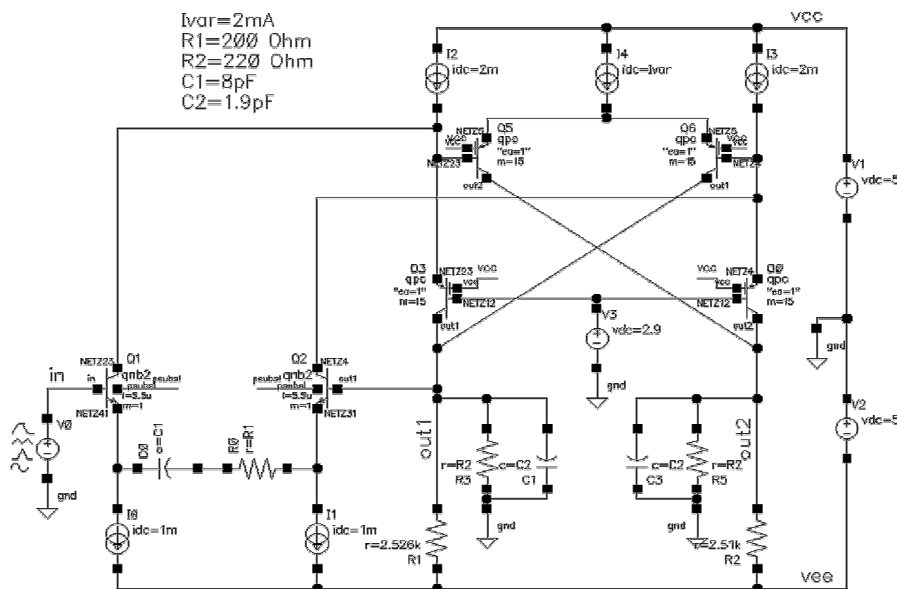


Рис. 5.12. Схема модифицированного ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

На рис. 5.12 показана схема ИУ рис. 5.11 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях интегральных транзисторов техпроцесса. На рис. 5.13 приведена частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ рис. 5.12 для разных выходов и его фазового сдвига в мелком масштабе (в диапазоне частот от 1 кГц до 10 ГГц) при токе  $I_5=I_{var}=2$  мА.

Представленные на рис. 5.14–5.17 результаты моделирования модифицированного ИУ подтверждают указанные свойства.

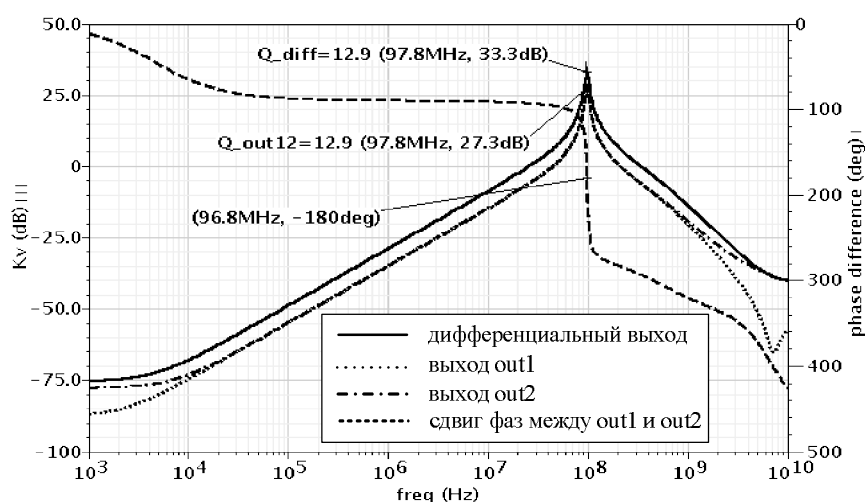


Рис. 5.13. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ для разных выходов и его фазового сдвига в мелком масштабе

На рис. 5.14 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ рис. 5.12 и его фазового сдвига в укрупнённом масштабе.

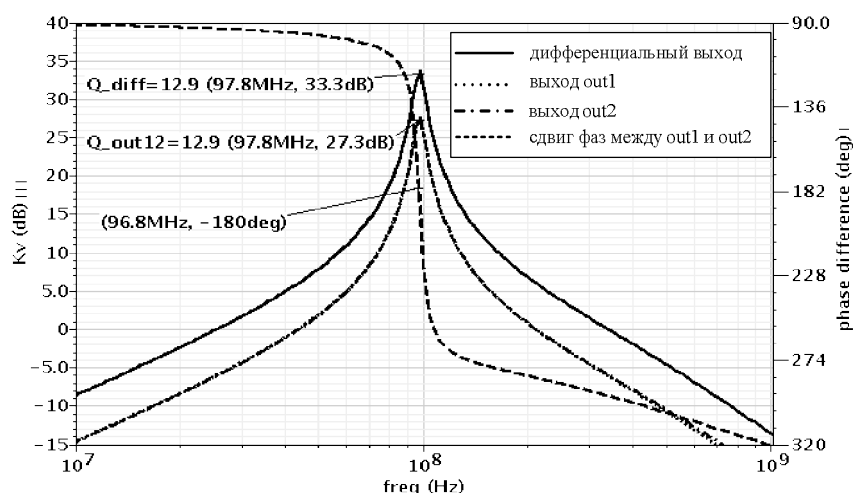


Рис. 5.14. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ и его фазового сдвига в укрупнённом масштабе

На рис. 5.15 приведена зависимость добротности ИУ рис. 5.12 по дифференциальному выходу от тока управления  $I_5=I_{var}$ .

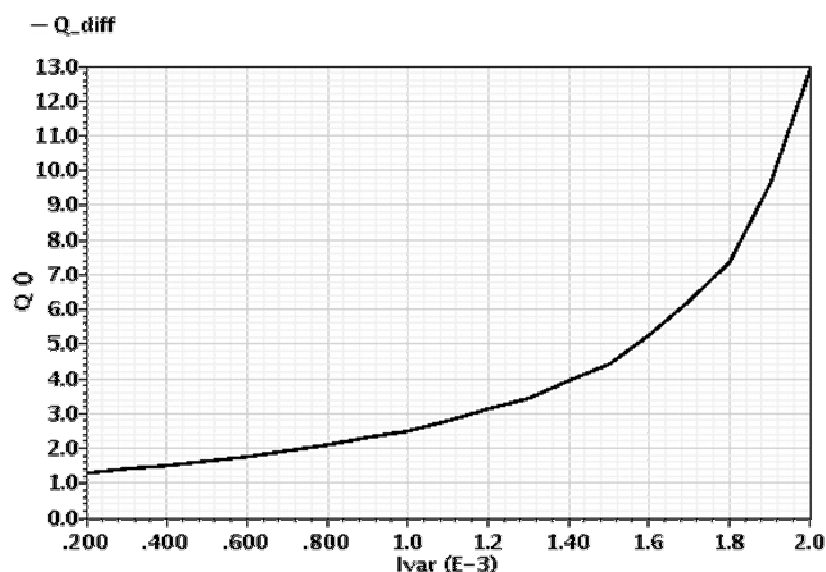


Рис. 5.15. Зависимость добротности  $Q$  по дифференциальному выходу ИУ от тока  $I_5=I_{var}$

На рис. 5.16 приведена зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ рис. 5.12 от тока управления  $I_5=I_{var}$  в диапазоне 400 мкА ÷ 2 мА с шагом 400 мкА, а рис. 5.17 – осциллограмма напряжений на выходах out1, out2 и out1-out2 в крупном масштабе.

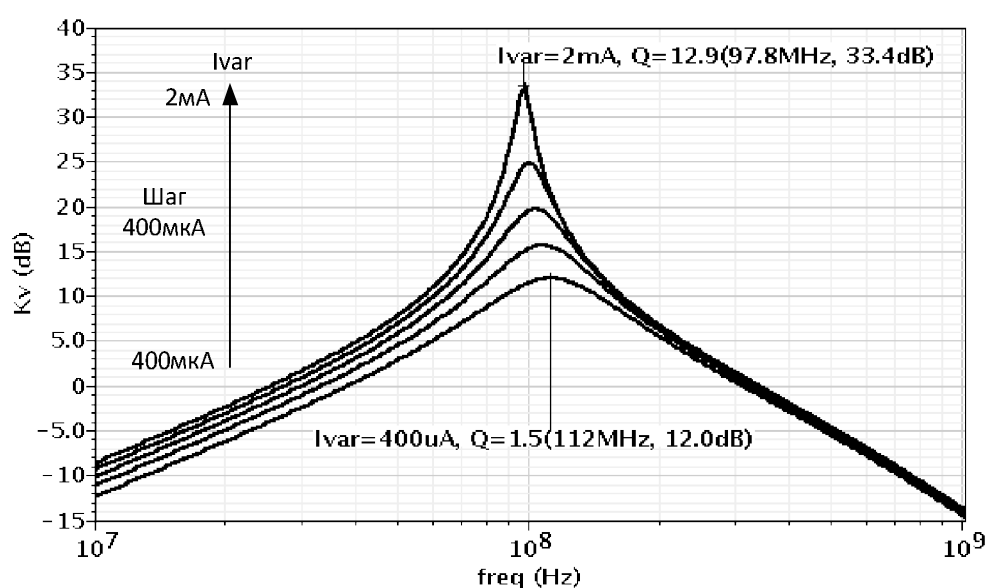


Рис. 5.16. Зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ от тока  $I_5=I_{var}$

На рис. 5.17 показана осциллограмма напряжения на выходах out1, out2 и out1-out2 ИУ рис. 5.12 в крупном масштабе.

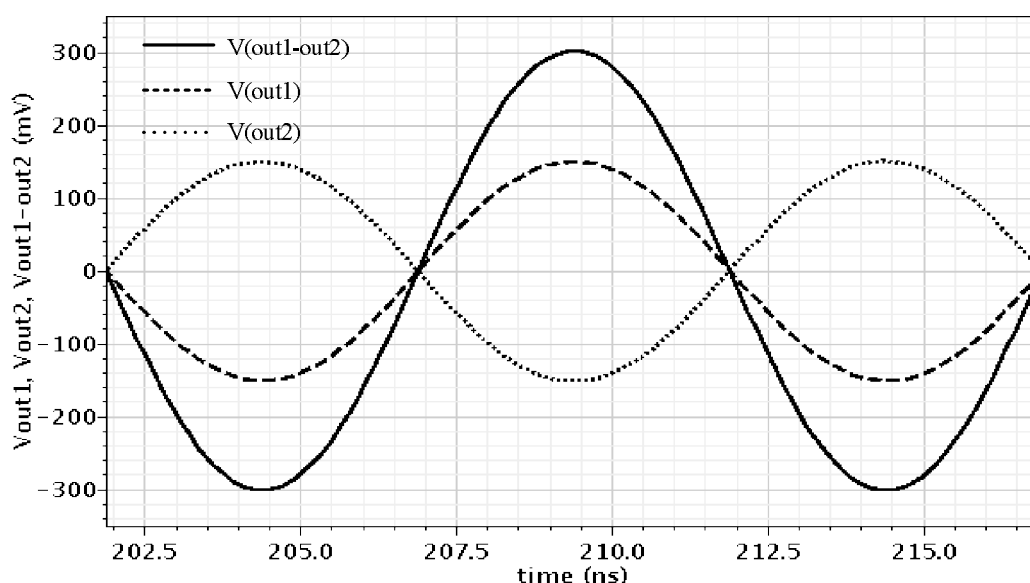


Рис. 5.17. Осциллограмма напряжения на выходах out1, out2 и out1-out2 в крупном масштабе

Таким образом, предлагаемый ИУ имеет два противофазных выхода и характеризуется высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$ , а также повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства. При этом  $K_0$  и  $Q$  могут подстраиваться до заданных значений управляющим током  $I_5 = I_{var}$ .

#### 5.4. Полосовой биквадратный фильтр на базе СВЧ операционного усилителя

Схема СВЧ ОУ с парафазным выходом, рассмотренная в [28], была использована для проектирования р-п-р /n-p-n ОУ с запасом по фазе  $57^\circ$ . Номиналы компонентов схемы показаны на рис. 5.18а. Частотные характеристики ОУ приведены на рис. 5.19б. Частота единичного усиления по однофазному выходу 12,3 ГГц, тогда как дифференциальное значение составляет 23 ГГц. Площадь топологии ОУ составляет 110÷130 мкм без контактных площадок. Полосовой активный фильтр второго порядка с центральной частотой 2 ГГц (рис. 5.19а) и драйвер линии 50 Ом (рис. 5.21а) были спроектированы с использованием ОУ рис. 5.18а, чтобы продемонстрировать возможные области применения.

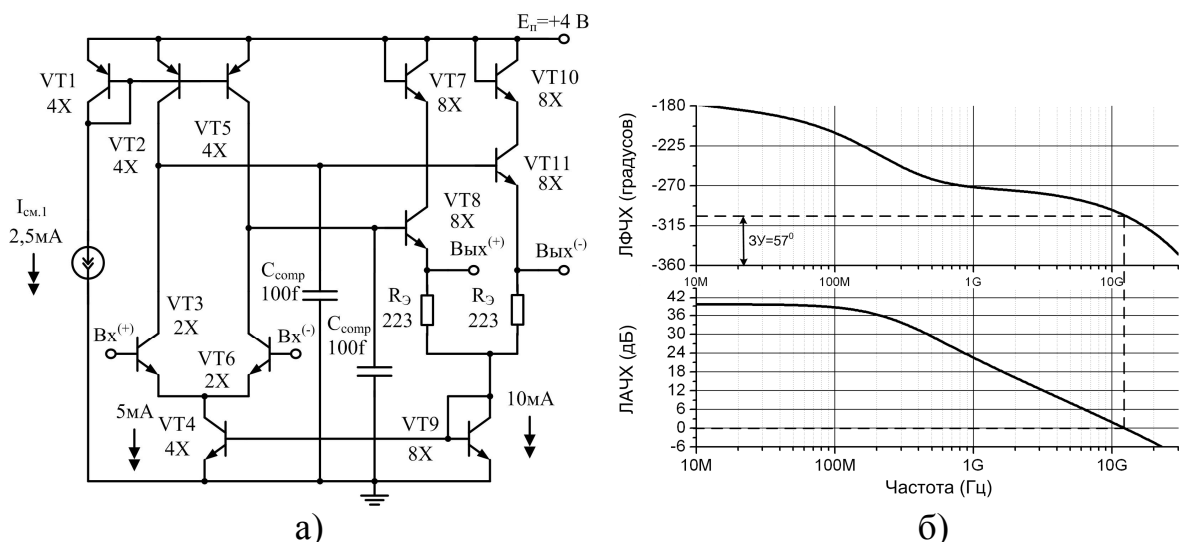


Рис. 5.18. p-n-p/n-p-n ОУ, оптимизированный для получения максимальной частоты единичного усиления и запаса по фазе  $67^\circ$  (а), и его частотные характеристики по одному выходу (б)

Полосовой фильтр рис. 5.19а состоит из входного буферного усилителя для согласования с линией 50 Ом, первого и второго интеграторов [29]. Согласование выхода фильтра с линией 50 Ом выполнено с помощью резисторов  $R_0$ . Номиналы пассивных компонентов фильтра были подстроены с учётом влияния параметров ОУ.

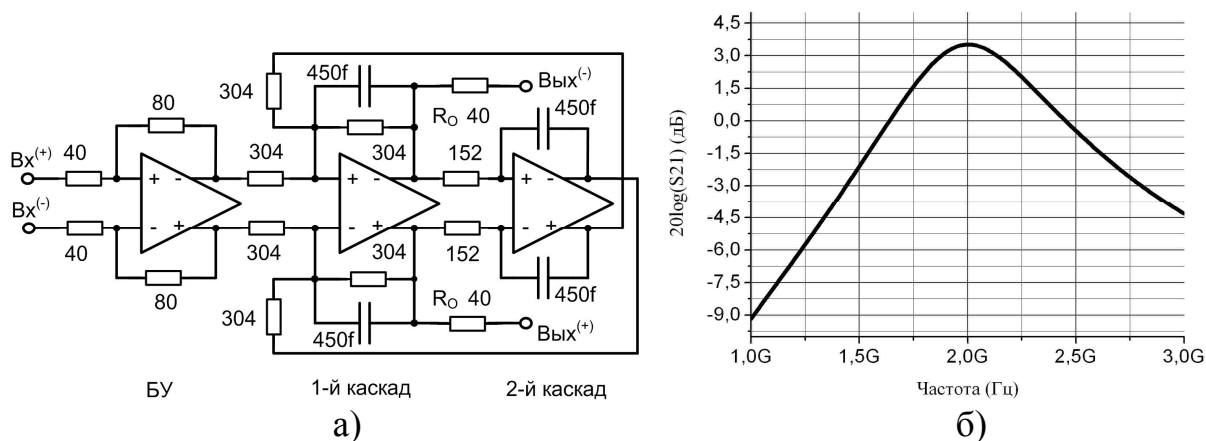


Рис. 5.19. Полосовой биквадратный фильтр с центральной частотой 2 ГГц (а) и его частотная характеристика (б)

Частотная характеристика фильтра приведена на рис. 5.19б. Основные параметры фильтра: коэффициент отражения по входу и выходу менее  $-17$  дБ в диапазоне частот  $1 \div 3$  ГГц, координаты входной и выходной точки компрессии мощности сигнала на 1 дБ –  $IP_{1dB} = 7$  дБм и  $OP_{1dB} = -4,3$  дБм соответственно. Дифференциальный коэффициент шума фильтра 21,6 дБ на частоте 2 ГГц. Площадь топологии фильтра –  $0,6 \times 0,6$  мм, включая контактные площадки (рис. 5.20).

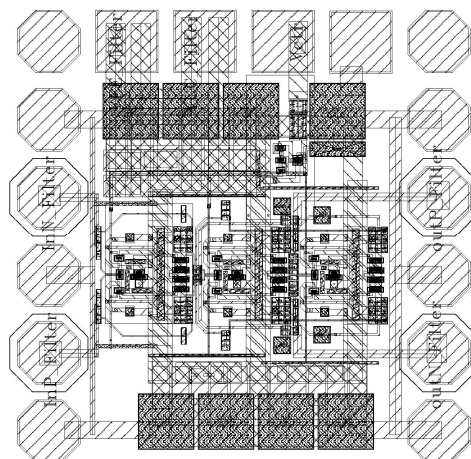


Рис. 5.20. Топология биквадратного фильтра рис. 5.19а  
(контактные площадки имеют размер  $80 \times 80$  мкм)

Для передачи выходных сигналов фильтра (рис. 5.21) в линию связи может быть использован драйвер 50-омной линии связи. Он представляет собой инвертирующий решающий усилитель, согласованный с линией 50 Ом ( $R_O$ ).

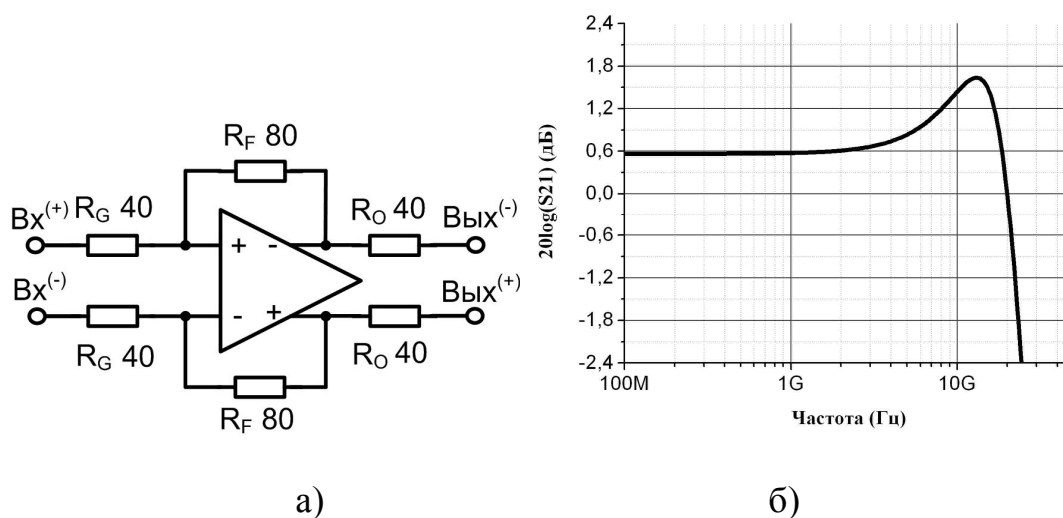


Рис. 5.21. Схема драйвера линии (а) и его частотная характеристика (б)

Сопротивление резисторов обратной связи ( $R_F$  и  $R_G$ ) было выбрано достаточно малым, чтобы избежать значительного влияния постоянных времени в цепи обратной связи на ЛАЧХ драйвера линии. Частотная характеристика драйвера линии приведена на рис. 5.21б. Полоса пропускания по уровню -3 дБ составляет 24 ГГц при коэффициенте отражения по входу и выходу менее -20 дБ в диапазоне частот до 2 ГГц. Точка компрессии выходной мощности на 1 дБ –  $OP_{1dB} = -3,2$  дБм на частоте 100 МГц при коэффициенте усиления по мощности 0,6 дБ. Дифференциальный коэффициент шума – 12,5 дБ в диапазоне частот до 12 ГГц.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение дифференциального выхода в операционных усилителях и других аналоговых микросхемах 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 устройствах СВЧ-диапазона. Кроме этого, микросхемы с парафазным выходом обладают большой стойкостью к воздействию радиации.

Операционные усилители с парафазным выходом, в отличие от классических ОУ, имеют дополнительные степени свободы в выборе средств повышения синфазной помехоустойчивости, которые могут реализовываться различными схемотехническими приёмами. Однако из-за технологических разбросов элементов практических схем основным направлением минимизации ошибки от синфазной составляющей входных напряжений ( $u_c$ ) в ОУ рассматриваемого класса является создание условий, при которых обеспечивается малая передача  $u_c$  к выходным узлам схемы.

Дуальным ОУ с потенциальными входами является ОУ с парафазными токовыми выходами, который характеризуется параметрами крутизны преобразования  $u_{вх.1}$ ,  $u_{вх.2}$  в противофазные выходные токи. На основе ОУ данного подкласса реализуются так называемые rail-to-rail усилители мощности и другие аналоговые устройства.

В монографии рассмотрены методы введения обратных связей в дифференциальных по входу ОУ с парафазным выходом. Их основные параметры – коэффициент обратной связи и дифференциальный коэффициент усиления. Серийные ОУ рассматриваемого класса имеют специальный вход  $U_0$ , потенциал которого (в частном случае нулевой) устанавливается внешней подсхемой и определяет уровень выходного синфазного напряжения.

Показано, что коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ( $K_{ос.сф}$ ) таким же образом влияет на погрешность неинвертирующего решающего усилителя, что и петлевое усиление ( $T$ ). При этом влияние асимметрии входных проводимостей ОУ по синфазному сигналу становится заметным при высокоомных сопротивлениях резисторов обратной связи и малом  $T$ .

Частотная зависимость  $K_{ос.сф} = \varphi(\omega)$  вызывает «деформацию» амплитудно-частотной характеристики неинвертирующих решающих усилителей, на которую не всегда обращают внимание разработчики аналоговых устройств. Действительно, вектор погрешности коэффициента передачи замкнутого ОУ со 100%-й обратной связью и нулевым выходным сопротивлением определяется частотой единичного ослабления входных синфазных сигналов.

Входные сопротивления для синфазных сигналов ОУ оказывают существенное влияние на погрешности аналоговых устройств на его основе. Прежде всего, это проявляется при высокоомных резисторах обратной связи, а также в прецизионных ОУ с повышенным коэффициентом усиления.

Приведённый в монографии пример оценки предельных параметров одного из наиболее распространенных функциональных узлов аналоговых интерфейсов – неинвертирующего решающего усилителя – показывает, что параметры ОУ, определяющие его поведение на синфазном сигнале, оказывают в ряде случаев доминирующее влияние на статические и динамические погрешности. В этой связи большой практический интерес представляет дальнейшее развитие структурных и схемотехнических методов улучшения  $K_{oc.cф}$  и входных проводимостей  $y_{cф}^{(+)}$ ,  $y_{cф}^{(-)}$  прецизионных операционных усилителей, дополняющих известные схемотехнические приёмы.

Сегодня более 70 % ОУ с парафазным выходом реализуются с использованием двух базовых схем введения отрицательной обратной связи по синфазному сигналу, которая не только обеспечивает повышение  $K_{oc.cф}$ , но и стабилизирует статический режим активных элементов. Исследованы методы введения отрицательных обратных связей в следующих подклассах дифференциальных усилителей:

- ДУ с обратной связью по цепи активной нагрузки «перегнутого» каскода;
- каскодные ДУ с отрицательной обратной связью по цепи базы выходных транзисторов;
- дифференциальные усилители с обратной связью по эмиттерной цепи «перегнутого» каскода;
- «перегнутые» каскоды с транзисторными делителями выходных токов;
- классические каскодные дифференциальные усилители;
- низковольтные ДУ с двухканальной отрицательной обратной связью по синфазному сигналу;
- ДУ с нелинейной отрицательной обратной связью;
- двухкаскадные ОУ с обратной связью по эмиттерной цепи входного каскада;
- ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах;
- ОУ с обратной связью по эмиттерной цепи «перегнутого» каскода;
- ОУ с обратной связью по базовой цепи «перегнутого» каскода;
- комплементарные rail-to-rail ОУ;
- модификации каскодных ОУ с ООС по синфазному сигналу.

Рассмотрены методы расширения диапазона рабочих частот ОУ с парафазным выходом. Установлены основные инерционности двухкаскадных ОУ. Исследована схемотехника широкополосных усилителей, в кото-



рых за счёт введения специальных каналов взаимной компенсации паразитных импедансов существенно увеличивается верхняя граничная частота. К их числу относятся:

- операционный усилитель на основе «перегнутого» каскода;
- ОУ с обобщённым входным дифференциальным каскадом произвольной архитектуры;
- ОУ с местной отрицательной обратной связью по дифференциальному сигналу.

Исследованы широкополосные дифференциальные операционные усилители с параллельными каналами, расширяющими диапазон рабочих частот.

Отрицательная обратная связь по синфазному сигналу (ООС) в дифференциальных операционных усилителях с парафазным выходом является достаточно эффективным средством целенаправленного воздействия на их многие статические и динамические параметры. Рассмотрена схемотехника ОУ, обеспечивающих преобразование однофазного сигнала в два противофазных. В таких структурах входной переменный синфазный сигнал близок к нулю, что расширяет варианты введения обратных связей в практических схемах. На основе данных структур могут также реализовываться ОУ с так называемой «следающей обратной связью по входному синфазному сигналу», для которых характерно слабое влияние разброса параметров входных транзисторов на коэффициент  $K_{ос.сф}$ . Однако в данных ОУ, кроме высокого коэффициента ослабления синфазного сигнала, реализуется близкий к единице коэффициент передачи входного синфазного напряжения на выход устройства. Данное обстоятельство необходимо учитывать при проектировании аналоговых интерфейсов.

Рассмотрены избирательные усилители с парафазным выходом (активные RC-фильтры), с ёмкостным входом, методы управления динамическими параметрами ИУ на основе «перегнутого» каскода, полосовой би-квадратный фильтр на базе СВЧ операционного усилителя.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. World leader in high performance signal processing. – URL : [http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD8132.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8132.pdf)

2. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Крюков С.В. Архитектура и схемотехника прецизионных дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазного сигнала // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: сб. науч. тр. / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, 2006. – С. 240–245.

3. Прокопенко Н.Н., Крюков С.В. Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов: монография. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2008. – 329 с.

4. Дифференциальный усилитель с парафазным выходом: заявка на патент Российской Федерации: пат. 2346382 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/34, 3/45 / 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. – 10 с.: ил.

5. Дифференциальный усилитель с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу: пат. 2364020 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Попов А.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2007144676/09; заявл. 30.11.2007; опубл. 10.08.2009, Бюл. № 22. – 12 с.: ил.

6. Дифференциальный операционный усилитель с парафазным выходом: заявка на патент Российская Федерация; МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Пахомов И.В. – № 2012108697/08; заявл. 06.03.2012.

7. Каскодный дифференциальный усилитель: пат. 2439784 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2011103413/08; заявл. 31.01.2011; опубл. 10.01.2012, Бюл. № 1. – 11 с.: ил.

8. Bipolar micro-power rail-to-rail amplifier: patent US No 5.521.552, H03F 3/30; 3/45 / Butler; James R. (San Jose, CA) / Assignee: Analog Devices, Inc. (Norwood, MA) // Appl. No: 08/469,441. – Filed: June 6, 1995. – fig. 3.

9. Устройство для моделирования систем массового обслуживания: пат. 736110 Российская Федерация, G06N7/08 / Бородаев В.А, Сычев С.В., Хомоненко А.Д.; заявитель и патентообладатель Военный инженерный краснотельный институт им. А.Ф. Можайского. – № 2578528; заявл. 08.02.1978; опубл. 25.05.1980, Бюл. № 19. – 6 с.

10. Wide common mode range comparator and method: patent US No 5.789.949, H03F 3/45; H03K 5/22, 5/24. / Giordano; Raymond Louis (Flemington, NJ), Wittlinger; Harold Allen (Pennington, NJ) / Assignee: Harris Corporation (Melbourne, FL) // Appl. No: 08/719,873. – Filed: September 25, 1996.

11. Усилитель низкой частоты: пат. 843164 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/26 / Дубовис В.М., Бать С.Д., Николашин А.Ф.; заявитель и патентообладатель ПРЕДПРИЯТИЕ П/Я А-7501. – № 2502325; заявл. 28.06.1977; опубл. 30.06.1981, Бюл. № 24. – 3 с.

12. Sample and hold circuit: patent US 4.389.579, H03K 17/60, 17/66; G11C 27/00, 27/02; H03K 005/03; G01R 019/04/ Stein; Marc T. (Tempe, AZ) / Assignee: Motorola, Inc. (Schaumburg, IL) // Appl. No: 06/238,729. – Filed: February 27, 1981.

13. Комплементарный дифференциальный усилитель с парафазным выходом: заявка на патент Российская Федерация: МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Сергеев А.И. – № 2011134149/08; заявл. 12.08.2011.

14. СВЧ СФ-блоки систем связи на базе полностью дифференциальных операционных усилителей / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков, К. Schmalz, С. Scheytt // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем-2010: сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 583–586.

15. Широкополосный дифференциальный усилитель: заявка на патент Российской Федерации; МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Пахомов И.В. – № 2012103439/08; заявл. 01.02.2012.

16. Дифференциальный операционный усилитель с парафазным выходом: пат. 2441315 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Белич С.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2011101715/09; заявл. 18.01.2011; опубл. 27.01.2012, Бюл. № 3. – 11 с.: ил.

17. Широкополосный дифференциальный усилитель с парафазным выходом: заявка на патент Российская Федерация; МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Бутырлагин Н.В. – № 2012106541/08; заявл. 22.02.2012.

18. Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz / A. Budyakov, K. Schmalz, N.N. Prokopenko, C. Scheytt, P. Ostrovskyy // Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC'08 / Politehnica University, Bucharest, Romania, July 10–11, 2008. – P. 50–53.

19. Схемотехника СВЧ операционных усилителей для аналоговых интерфейсов с глубокой обратной связью / А.С. Будяков, Н.Н. Прокопенко, К. Schmalz, С. Scheytt, P. Ostrovskyy // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2008: сб. науч. трудов III Всерос. науч.-техн. конф. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, 2008. – С. 301–306.

20. Широкополосный операционный усилитель с дифференциальным выходом: пат. 2393627 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Исанов А.Д.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2009105719/09; заявл. 18.02.2009; опубл. 27.06.2010, Бюл. № 18. – 10 с.: ил.

21. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В.И. Анисимов, М.В. Капитонов, Н.Н. Прокопенко, Ю.М. Соколов. – Л.: Энергия, 1976. – 148 с.

22. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей: монография. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.

23. Дифференциальный операционный усилитель с парафазным выходом: пат. 2439778 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2010145649/08; заявл. 09.11.2010; опубл. 10.01.2012, Бюл. № 1. – 14 с.: ил.

24. Дифференциальный операционный усилитель с парафазным выходом: пат. 2439781 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2011101721/08; заявл. 18.01.2011; опубл. 10.01.2012, Бюл. № 1. – 10 с.: ил.

25. Копмлементарный каскодный дифференциальный усилитель с парафазным выходом: пат. 2439779 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2010152226/08; заявл. 20.12.2010; опубл. 10.01.2012, Бюл. № 1. – 9 с.: ил.

26. Дифференциальный операционный усилитель с парафазным выходом: пат. 2449464 Российская Федерация: МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Белич С.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2011109221/08; заявл. 11.03.2011; опубл. 27.04.2012, Бюл. № 12. – 11 с.: ил.

27. Каскодный дифференциальный усилитель: пат. 2374757 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2008112917/09; заявл. 03.04.2008; опубл. 27.11.2009, Бюл. № 33. – 12 с.: ил.

28. Теоретические основы проектирования прецизионных аналоговых микросхем и аналоговых функциональных узлов IP-модулей с предельными значениями динамических параметров. Ч. 1: отчёт по НИР (промежуточ.): ЮРГУЭС-5.08.Ф / Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса (ЮРГУЭС) ; рук. Прокопенко Н.Н.; исполн.: Будяков А.С., Ковбасюк Н.В., Будяков П.С. [и др.]. – Шахты: ЮРГУЭС, 2008. – 649 с. – Библиогр.: с. 545–558. – № ГР 0120. 0 802801.

29. Спецификации микросхем AD8003, AD8045 [Электронный ресурс] // Сайт корпорации Analog Devices. – URL: [www.analog.com](http://www.analog.com), свободный.

*Научное издание*

**Прокопенко Николай Николаевич**  
**Манжула Владимир Гаврилович**  
**Белич Сергей Сергеевич**

**СХЕМОТЕХНИКА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ  
И АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ  
С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ**

**CIRCUITRY OF THE OPERATIONAL AMPLIFIER  
AND ACTIVE RC FILTERS WITH OUTPUT PARAPHASE**

**Монография**

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД № 06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС.  
Подписано в печать 12.12.2012 г.  
Формат бумаги 60х90/16. Усл. п.л. 8,5. Тираж 30 экз. Заказ № 499.

ПД № 10-65175 от 05.11.99 г.  
Типография Издательства ЮРГУЭС.  
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147