

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ  
ФЕДЕРАЦИИ

Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал)  
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения  
высшего образования «Донской государственный технический университет»  
в г. Шахты Ростовской области  
(ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты)

# **ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ СФ БЛОКОВ И IP МОДУЛЕЙ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ И СВЯЗИ С ЦЕПЯМИ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНЫХ ИМПЕДАНСОВ**

**Учебно-методическое пособие**

для аспирантов специальностей

09.06.01 «Информатика и вычислительная техника» профиль «Элементы и  
устройства вычислительной техники и систем управления»,

11.06.01 «Электроника, радиотехника и системы связи»

профиль «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

ШАХТЫ 2016

**Авторы:**

д.т.н., профессор кафедры «Информационные системы и радиотехника»  
ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

***Н.Н. Прокопенко***

к.т.н., инженер 2 категории отделения №8 «Центр проектирования»  
АО «НПП «Пульсар», научный сотрудник Управления научных исследований ДГТУ,  
г. Ростов-на-Дону

***П.С. Будяков***

к.т.н., ведущий инженер АО «ПКК Миландр», г. Зеленоград, младший научный сотрудник  
ОПКВКиОНИ ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

***А.И. Серебряков***

магистрант кафедры ИСиРТ, лаборант-исследователь ОПКВКиОНИ  
ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

***А.В. Бугакова***

**Рецензенты:**

д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные и электротехнические  
системы и комплексы» ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты ***Марчук В.И.***

к.т.н., доцент кафедры «Системы автоматического управления»  
Инженерно-технологической академии ЮФУ ***Югай В.Я.***

к.т.н., доцент кафедры «Системы автоматического управления»  
Инженерно-технологической академии ЮФУ ***Тумов А.Е.***

Проектирование аналоговых СФ блоков и IP модулей систем автоматики и связи с цепями компенсации паразитных импедансов: Учебно-методическое пособие для аспирантов специальностей аспирантов специальностей 09.06.01 «Информатика и вычислительная техника» профиль «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления»; 11.06.01 «Электроника, радиотехника и системы связи» профиль «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения» / Авторы: Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, А.И. Серебряков, А.В. Бугакова. – Шахты: Изд-во ИСОиП (филиала) ДГТУ в г.Шахты, 2016. – 75 с.

Рассматриваются методические аспекты проектирования аналоговых устройств автоматики и систем управления с расширенным диапазоном рабочих частот. Решена задача синтеза транзисторных каскадов с цепями собственной и взаимной компенсации влияния паразитных емкостей на верхнюю граничную частоту.

Для аспирантов технического направления, включающего специальности 09.06.01 «Информатика и вычислительная техника» профиль «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления», 11.06.01 «Электроника, радиотехника и системы связи» профиль «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», а также может быть полезно научным работникам, преподавателям высших технических учебных заведений, магистрам, бакалаврам, инженерам и технологам.

Учебно-методическое пособие подготовлено в рамках выполнения Госзадания Минобрнауки России № 8.374.2014/К по теме «Разработка и исследование нового поколения архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем на основе перспективных технологических процессов и их практические приложения».

© ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2016

# ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ .....	3
ВВЕДЕНИЕ .....	5
1. ПРЕДЕЛЬНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ И ДИАПАЗОНЫ РАБОЧИХ ЧАСТОТ КЛАССИЧЕСКИХ КАСКАДОВ	9
1.1 Схема с общим эмиттером и общей базой .....	9
1.2 Схема с общим коллектором .....	11
1.3 Каскодный усилитель .....	13
1.4 Симметричный дифференциальный усилитель с резисторами коллекторной нагрузки .....	14
1.5 Двухкаскадный дифференциальный усилитель с несимметричным выходом .....	16
1.6 Двухкаскадный дифференциальный усилитель с парафазным выходом .....	17
1.7 Дифференциальные усилители с обратной связью по синфазному сигналу .....	20
1.8 Выводы к разделу 1 .....	21
2. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ КЛАССИЧЕСКИХ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ .....	22
2.1 Динамические параметры и устойчивость широкополосных усилителей с цепями компенсации выходной паразитной емкости $C_0$ .....	22
2.1.1 Постановка задачи .....	22
2.1.2 Синтез цепи компенсации паразитного импеданса $C_0$ .....	24
2.1.3 Пример построения функциональной схемы цепи компенсации .....	25
2.1.4 Частотные свойства широкополосного усилителя с цепью компенсации .....	27
2.1.5 Устойчивость скорректированного широкополосного усилителя .....	28
2.1.6 Результаты компьютерного моделирования обобщенной схемы .....	29
2.1.7 Методика компьютерного моделирования цепей компенсации с инерционными активными элементами в среде MATLAB .....	31
2.2 Анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее улучшения .....	33
2.2.1 Разновидности функций чувствительности .....	33
2.2.2 Случай билинейного разложения функций цепи .....	34

2.2.3 Чувствительность в цепях с собственной компенсацией .....	35
2.2.4 Взаимная компенсация двух проводимостей.....	35
2.3 Цепь компенсации на базе повторителя тока и повторителя напряжения .....	37
2.4 Цепь компенсации на базе усилителя напряжения .....	48
2.5 Цепь компенсации на базе усилителя тока .....	55
2.6 Выводы к разделу 2.....	65
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	67
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	69
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК ДЛЯ СТУДЕНТОВ .....	73

## ВВЕДЕНИЕ

Активные аналоговые компоненты современных устройств автоматики и вычислительной техники (микросхемы операционных и нормирующих усилителей, IP модули выходных каскадов усилителей мощности, драйверы линий связи, согласующие каскады, аналого-цифровые преобразователи, перемножители, трансимпедансные усилители, аттенюаторы, интерфейсы сенсоров и т.д.) разрабатываются сегодня путем того или иного целенаправленного соединения классических схем с общей базой (ОБ), эмиттером (ОЭ) и коллектором (ОК), определяющие качественные показатели устройств в целом.

Проблема повышения верхней граничной частоты ( $f_g$ ) (площади усиления) в рамках заданных технологических процессов, без ухудшения энергопотребления широкополосных транзисторных усилителей и преобразователей сигналов, является одной из центральных в современной микросхемотехнике. Именно верхняя граничная частота и площадь усиления определяют качественные показатели многих устройств автоматики и приборостроения. В этой связи исследования, направленные на разработку архитектурных и схемотехнических методов повышения  $f_g$  в IP модулях и аналоговых микросхемах следует отнести к числу актуальных [1-4].

Предельный диапазон частот усиления по току ( $f_T$ ) современных, например, SiGe транзисторов, измеряется сотнями гигагерц. Однако он не всегда реализуется в практических схемах транзисторных каскадов (ТК), из которых «собираются» современные активные элементы устройств автоматики и вычислительной техники. Это обусловлено доминирующим влиянием на верхнюю граничную частоту ТК постоянной времени выходной цепи, которая для многих вариантов включения транзисторов, например, для схем с активными нагрузками, оказывается достаточно низкочастотной. Например, при эквивалентной выходной емкости 0,1 пФ и выходном эффективном сопротивлении 0,1÷1 МОм, диапазон рабочих частот ТК не выше чем 1,6-16 МГц.

Таким образом, постоянная времени выходной цепи транзисторных каскадов с пассивными и активными нагрузками – основное «проклятие» аналоговой микросхемотехники, которое не разрешимо в рамках традиционных схемотехнических решений.

Следует также отметить, что специальные требования к транзисторам, например, по радиационной стойкости, высоковольтности, рассеиваемой на коллекторе мощности, приводят к существенному технологическому увеличению паразитной ёмкости [5-9] в выходной цепи классических транзисторных каскадов. В этой связи, в рамках данного класса ТК повышенные значения верхней граничной частоты, близкие к

$(0,01 \div 0,1) f_T$ , физически не реализуются.

В настоящем пособии отмеченные выше технические противоречия предлагается разрешить путем подключения к выходу обобщенной схемы ТК специальной цепи компенсации паразитной ёмкости, которая, в зависимости от её построения и ожидаемого выигрыша по основным динамическим параметрам ТК, должна иметь строго определенную передаточную функцию.

При использовании низковольтного питания, возникает задача повышения  $K_y$  каждого каскада в структуре многокаскадных устройств автоматики. Сейчас для повышения  $K_y$  применяются так называемые динамические нагрузки (ДН), например, на биполярных (BJT) транзисторах, которые требуют для обеспечения линейного режима работы  $U_{дн} = 0,8 \div 1,6$  В статического напряжения между источником питания и выходом ДН. Причем численные значения  $U_{дн}$  равны 0,8 В для простейших динамических нагрузок, имеющих, к сожалению, невысокое выходное сопротивление, определяемое через напряжение Эрли выходного р-п-р транзистора и его статический ток эмиттера:  $R_{дн} \approx U_{эрли} / I_0$ . Для современных SiGe р-п-р транзисторов  $U_{эрли} = 20 \div 30$  В. Следовательно, при токе  $I_0 = 1$  мА применение классических динамических нагрузок не позволяет получить  $K_y > 200 \div 300$ . Более высокие выходные сопротивления  $R_{дн}$  реализуется в токовых зеркалах Уилсона или каскодных схемах. Однако, такие схемы работают только в том случае, когда статическое напряжение  $U_{дн}$  между выводами ДН более чем  $2U_{эб} \geq 1,6$  В. При низковольтном питании это неприемлемо. Использование активных нагрузок на р-п-р транзисторах так же ограничено или невозможно из-за их отсутствия во многих современных технологических процессах. При этом стоимость изготовления микросхем по техпроцессам без р-п-р транзисторов при прочих равных условиях меньше, что позволяет удешевить конечное изделие. Для других технологий применение р-п-р транзисторов не рекомендуется в условиях радиационного воздействия. Решение этой проблемы лежит в использовании цепей собственной и взаимной компенсации отрицательного влияния относительно низкоомных резисторов коллекторной нагрузки, позволяющих повысить коэффициент усиления по напряжению ТК.

Прикладные вопросы собственной и взаимной компенсации паразитных импедансов применительно к аналоговым и аналогово-цифровым устройствам рассматривались в исследованиях Крутчинского С.Г. (ЮФУ), Прокопенко Н.Н. (ДГТУ), а так же в монографиях и статьях Анисимова В.И. (СПбГЭТУ), зарубежных специалистов М. Vadipour (Broadcom Corp., USA) и F. Centurelli (Sapienza University of Rome, Italy).

Однако применение данного схемотехнического приема сдерживается недостаточным исследованием его практических приложений, архитектур, параметров и характеристик конкретных устройств.

Решение данной задачи за счет введения предлагаемых в учебно-методическом пособии специальных компенсирующих цепей позволит синтезировать перспективные принципиальные схемы аналоговых устройств с расширенным частотным диапазоном. Это создаст условия для более глубокого микрорежима транзисторов, а также использования простых технологических процессов (менее жестких норм их производства), в том числе радиационно-стойких базовых матричных и структурных кристаллов. Перспективно так же применение ЦК в задачах повышения  $K_y$  классических транзисторных каскадов при малых напряжениях питания. Таким образом, рассматриваемые в учебно-методическом пособии методы улучшения основных динамических параметров IP модулей и СФ блоков для устройств автоматики и вычислительной техники являются достаточно актуальными.

Целью предлагаемого учебно-методического пособия является разработка и исследование архитектурных и схемотехнических приемов компенсации отрицательного влияния паразитных и доминирующих импедансов активных и пассивных компонентов классических транзисторных каскадов на основные динамические параметры типовых аналоговых IP модулей и СФ блоков электронных устройств автоматики – диапазон рабочих частот и коэффициент усиления по напряжению при низковольтном питании.

Методы исследования основываются на использовании классической теории цепей, анализа и синтеза линейных электронных схем. Экспериментальные исследования выполнены с помощью среды математического моделирования MathCad и MATLAB Simulink, САПР Cadence – Orcad и Virtuoso. Практические схемы моделировались на базе библиотек и адекватных моделей активных элементов ОАО «НПП «Пульсар» (г. Москва), XFab (Германия), НПО «Интеграл» (г. Минск, Беларусь) и ИНР (Германия).

**В первом разделе** с единых позиций с учетом низкого напряжения питания исследуются факторы, ограничивающие верхнюю граничную частоту ( $f_g$ ) и предельный коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) классических усилительных каскадов (КУК). При этом, верхняя граничная частота КУК (ОЭ, ОБ, ОК) определяется, в основном, паразитной постоянной времени выходной цепи. Определены предельные значения  $K_y$  для десяти подклассов функциональных узлов аналоговых устройств. Показано, что применение активных нагрузок для повышения  $K_y$  (в схемах ОЭ, ОБ) не всегда целесообразно из-за проблем с обеспечением активного режима р-п-р транзисторов и их отсутствием в ряде перспективных технологических процессов.

**Во втором разделе** рассматриваются условия синтеза специальных ЦК влияния паразитных ёмкостей, подключенные к высокоимпедансному выходу обобщенного классического ТК. Назначение ЦК – расширение частотного диапазона ТК, прежде всего, при высокоомных, в том числе активных нагрузках. Рассматриваются три основных варианта практической реализации ЦК в базисе неинвертирующих повторителей напряжения и тока. Проводится анализ устойчивости скорректированного широкополосного усилителя (ШУ), а так же анализ чувствительности параметров получающихся схемотехнических решений к нестабильности параметров элементов. Анализируются конкретные схемотехнические решения скорректированных ШУ на основе классических каскадов схемы с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором, каскадных и дифференциальных усилителей. Приводятся аналитические выражения для основных параметров разработанных схем, позволяющие оценить предельный выигрыш по диапазону рабочих частот и времени установления переходного процесса, а так же результаты их компьютерного моделирования.



# 1. ПРЕДЕЛЬНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ И ДИАПАЗОНЫ РАБОЧИХ ЧАСТОТ КЛАССИЧЕСКИХ КАСКАДОВ

В современных аналоговых устройствах автоматики используются не более 10-15 базовых функциональных узлов, определяющих качественные показатели достаточно широкого класса изделий. В данном разделе рассматриваются методы обеспечения предельных коэффициентов усиления по напряжению и расширению верхней граничной частоты классических транзисторных каскадов на биполярных транзисторах (ВТ).

## 1.1 Схема с общим эмиттером и общей базой

В современной микроэлектронике широкое применение находят классические широкополосные усилители с включением входного транзистора VT1 по схеме с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 1.1) и общей базой (ОБ) (рис. 1.2). Данные архитектуры являются базовыми и на их основе выполняются многие классы современных усилительных устройств автоматики и вычислительной техники.

Коэффициент усиления по напряжению схем (рис. 1.1, рис. 1.2) зависит от эквивалентного сопротивления в коллекторной цепи  $R_{н.экв}$  транзистора VT1 и его статического тока эмиттера  $I_{эп} = I_0$  [11]:

$$K_y = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} \approx \frac{R_{н.экв}}{r_{э1}} \approx \frac{R_{н.экв} I_0}{\Phi_T}, \quad (1.1)$$

где  $\Phi_T \approx 25$  мВ – температурный потенциал;  $r_{э1} \approx \frac{\Phi_T}{I_0}$  – сопротивление эмиттерного перехода транзистора VT1.

В общем случае:

$$R_{н.экв} = R_1 \parallel R_n \parallel r_{вых.1}, \quad (1.2)$$

где  $r_{вых.1} \approx U_{эрли} / I_0 \approx \mu^{-1} r_{к1}$  – выходное сопротивление транзистора VT1 в схеме с общим эмиттером и общей базой;  $\mu_1 = 10^{-3} \div 10^{-4}$  – коэффициент внутренней обратной связи транзистора VT1;  $U_{эрли} \approx \Phi_T / \mu$  – напряжение Эрли транзистора VT1.

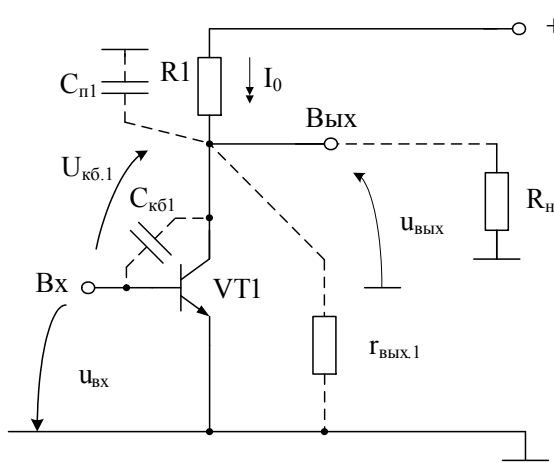


Рис. 1.1 – Усилительный каскад по схеме с общим эмиттером

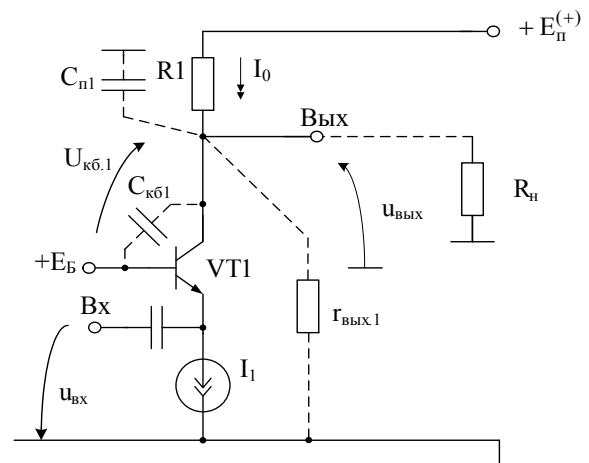


Рис. 1.2 – Усилительный каскад по схеме с общей базой

Если пренебречь влиянием  $r_{вых.1}$  и  $R_n$ , то при малых амплитудах  $u_{вых}$ :

$$K_{y.max} \approx \frac{R_1 I_0}{\Phi_T} = \frac{E_n^{(+)} - U_{эб.п}}{\Phi_T}, \quad (1.3)$$

где  $U_{эб.п} \approx 0,6 - 0,8$  В – статическое напряжение эмиттер-база VT1.

Если задана максимальная амплитуда выходного отрицательного напряжения  $U_m^{(-)} \approx U_{кб.1}$ , то предельный  $K_y$  схемы (рис. 1.1):

$$K_{y.max}^* \approx \frac{E_n - U_{эб.п} - U_m^{(-)}}{\Phi_T}. \quad (1.4)$$

Однако, при использовании в качестве  $R_1$  активных (не резистивных) нагрузок, для которых  $R_1 = r_{вых.1}$  и при  $R_n = \infty$  предельный  $K_y$  ограничивается глубиной внутренней обратной связи ( $\mu_1$ ) транзистора VT1 [11]:

$$K_{y.max} \leq \frac{r_{вых.1} I_0}{\Phi_T} = \frac{U_{эпл}}{\Phi_T} = \mu_1^{-1} \leq 10^3 \div 10^4. \quad (1.5)$$

Если внутренняя обратная связь в транзисторе мала, то максимальный коэффициент усиления ограничивается на уровне:

$$K_{y.max}^{**} \Big|_{R_1 \rightarrow \infty} \approx (r_{э1} h_{22.1}^{\delta})^{-1} \approx \frac{r_{к1} I_1}{\Phi_T}, \quad (1.6)$$

где  $h_{22.1} = r_{к1}^{-1}$  – выходная проводимость транзистора VT1 в схеме с общей базой и с общим эмиттером.

Поэтому для повышения  $K_y$  применяются так называемые динамические нагрузки (ДН), например, на биполярных транзисторах, которые требуют для обеспечения линейного режима работы

$U_{\text{дн}} = 0,8 \div 1,6$  В статического напряжения. Причем  $U_{\text{дн}} = 0,8$  В необходимо для простейших токовых зеркал, имеющих к сожалению невысокое выходное сопротивление:

$$R_{\text{дн}} \approx U_{\text{эри}} / I_0. \quad (1.7)$$

Для интегральных транзисторов ОАО «НПП «Пульсар»  $U_{\text{эри}} = 20 \div 30$  В. Следовательно, при  $I_0 = 1$  мА применение активных нагрузок позволяет получить  $K_y < 400 \div 500$ . Более высокие выходные сопротивления реализуются в активных нагрузках Уилсона или каскодных схемах [12]. Однако они работают только в том случае, когда статическое напряжение между выводами такой активной нагрузки более чем  $2U_{\text{эб}} = 1,6$  В. При низковольтном питании это не приемлемо. Так же многие современные технологические процессы имеют в наличии только n-p-n транзисторы, что усложняет применение таких активных нагрузок.

При резистивных двухполюсниках коллекторной нагрузки R1 и ограничениях на напряжение питания ( $E_n$ ), характерных для SiGe технологических процессов ( $E_n^{(+)} \leq 2,0 \div 2,5$ В), коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) схем (рис. 1.1 и рис. 1.2) получается небольшим. В первую очередь это обусловлено ограничениями на сопротивления коллекторной нагрузки (R1), которые из-за малых  $E_n^{(+)}$  не могут выбираться высокими. В то же время использование индуктивной коллекторной нагрузки не всегда допускается.

Таким образом, при малых напряжениях питания, а особенно в тех случаях, когда требуется получить значительные амплитуды выходного напряжения, существующие сегодня схемотехнические решения широкополосных усилителей с общим эмиттером и общей базой не эффективны.

Верхняя граничная частота  $f_{\text{с}}$  каскадов (рис. 1.1 и рис. 1.2) определяется, в основном, постоянной времени, образуемой паразитной емкостью коллектор-подложка  $C_{\text{н1}}$  и емкостью коллектор-база  $C_{\text{кб1}}$  выходного транзистора:

$$f_{\text{с}} \approx \frac{1}{2\pi\tau_{\text{с}}}, \quad (1.8)$$

где  $\tau_{\text{с}} \approx R_1(C_{\text{н1}} + C_{\text{кб1}})$ ,  $R_1$  – эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи выходного транзистора каскада.

Для повышения коэффициента усиления  $K_y$  по напряжению сопротивление R1 приходится выбирать большим, что снижает  $f_{\text{с}}$ .

## 1.2 Схема с общим коллектором

В устройствах автоматики широко применяется каскад с общим

коллектором (эмиттерный повторитель) (рис. 1.3), который часто используется в выходных каскадах таких распространенных микросхем, как операционные усилители, усилители мощности и т.д. [13,14].

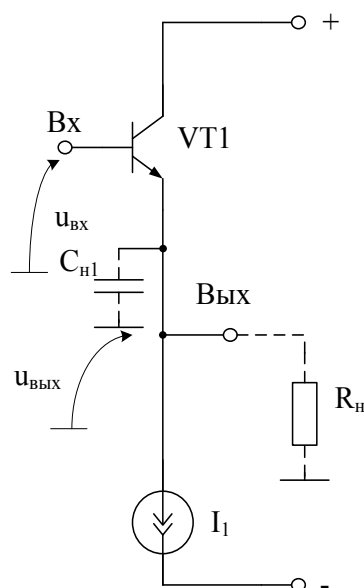


Рис. 1.3 – Классический каскад с общим коллектором (ОК)

Данная структура широко используется как в аналоговых, так и в цифровых устройствах. В последнем случае каскад с ОК выполняет функции драйвера – каскада управления линиями связи или согласующей цепи. Как правило, нагрузка такого каскада содержит активное сопротивление  $R_n$  и емкость  $C_{н1}$ , отрицательно влияющую на малосигнальный диапазон рабочих частот и быстродействие при импульсном изменении входного сигнала большой амплитуды.

Коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) каскада (рис. 1.3) всегда меньше единицы:

$$K_y = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{r_e}{R_n}} \leq 1 \quad (1.9)$$

где  $\varphi_T \approx 25$  мВ – температурный потенциал;  $r_{e1} \approx \frac{\varphi_T}{I_0}$  – сопротивление эмиттерного перехода транзистора VT1.

Из за малого выходного сопротивления диапазон рабочих частот таких каскада довольно высок. Однако, верхняя граничная частота схемы ( $f_e$ ) существенно снижается при работе на емкостную нагрузку  $C_{н1}$ :

$$f_e \approx \frac{1}{2\pi\tau_e}, \quad (1.10)$$

где  $\tau_e \approx (r_e \parallel R_n)C_{н1}$ ,  $r_e$  – эквивалентное сопротивление в эмиттерной цепи

выходного транзистора каскада.

Таким образом, в каскадах с общим коллектором верхняя граничная частота ограничивается постоянной времени, образованной паразитной емкостью нагрузки  $C_{н1}$  и эквивалентным сопротивлением в эмиттерной цепи выходного транзистора.

### 1.3 Каскодный усилитель

Каскодный усилитель (рис. 1.4) относится к числу базовых функциональных узлов микросхем и IP модулей, применяемых в устройствах автоматики, и является наиболее широкополосным преобразователем сигналов [11].

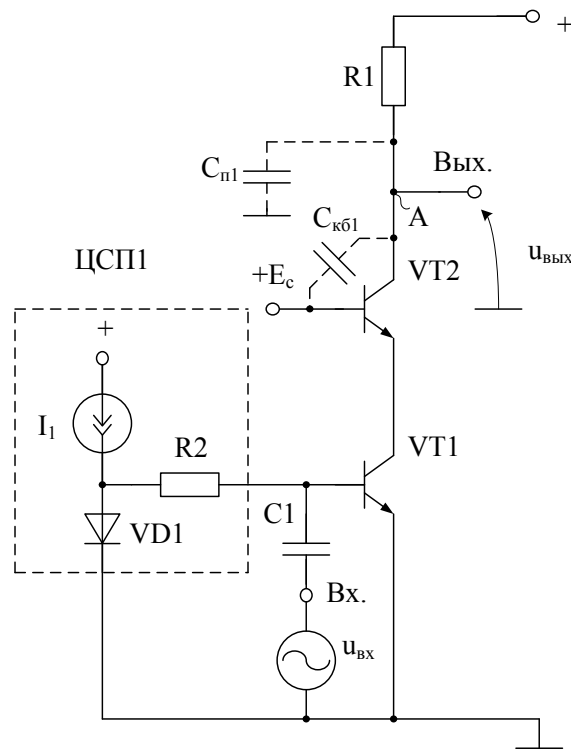


Рис. 1.4 – Схема классического каскодного усилителя

Коэффициент усиления по напряжению данной схемы (рис. 1.4) [11]:

$$K_y \approx \frac{S_1}{Y_1 + h_{22,2}^{\delta} + h_{12,2}^{\delta} Y_{\text{вых.1}}} \quad (1.11)$$

где  $S_1 \approx \frac{I_{\text{э1}}}{\Phi_T} = \frac{1}{r_{\text{э1}}}$  – крутизна каскодного усилителя;  $I_{\text{э1}}$ ,  $r_{\text{э1}}$  – статический ток транзистора VT1 и сопротивление его эмиттерного перехода соответственно;  $h_{12,2}^{\delta} = \mu_2 \approx \frac{\Phi_T}{U_{\text{эрпн.2}}}$  – коэффициент внутренней обратной

связи транзистора VT2;  $U_{эри.2}$  – напряжение Эрли транзистора VT2;  $Y_{вых.1} \approx \frac{I_{э1}}{U_{эри.1}}$  – выходная проводимость транзистора VT1,  $h_{22.2}^{\delta}$  – выходная проводимость транзистора VT2,  $Y_1$  – проводимость резистора R1.

Таким образом, при  $R_1 \rightarrow \infty$  в каскодном усилителе можно получить значительно большие значения коэффициента усиления по напряжению, чем в схеме с общим эмиттером.

При ограничениях на напряжение питания ( $E_n^{(+)}$ ), характерных для SiGe технологических процессов ( $E_n^{(+)} \leq 2,0 \div 2,5$  В), коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) схемы (рис. 1.4) получается небольшим ( $K_{y\max} = 10 \div 20$ ). В первую очередь это обусловлено ограничениями на сопротивление резистора коллекторной нагрузки R1, которое из-за малых  $E_n^{(+)}$  не может выбираться высоким.

Верхняя граничная частота  $f_g$  каскодного усилителя определяется формулой:

$$f_g \approx \frac{1}{2\pi\tau_g}, \quad (1.12)$$

где  $\tau_g \approx R_1(C_{n1} + C_{кб1})$ ,  $R_1$  – эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи выходного транзистора каскада.

Таким образом, в каскодных усилителях ограничение на диапазон рабочих частот связано с эквивалентным сопротивлением  $R_1$  и наличием паразитных емкостей на подложку  $C_{n1}$  и коллектор-база  $C_{кб1}$  выходного транзистора.

## **1.4 Симметричный дифференциальный усилитель с резисторами коллекторной нагрузки**

Дифференциальный усилитель с парафазным выходом (рис. 1.5) – достаточно распространенный функциональный узел современных аналоговых интерфейсов и широко используется в качестве устройства усиления аналоговых сигналов и драйвера, в структуре аналоговых микросхем различного функционального назначения (например, SiGe-операционных усилителях (ОУ), компараторах, непрерывных стабилизаторах напряжения и т.п.) [12].

Данная архитектура является основой многих аналоговых и цифровых устройств и является базовой как для существующих, так и для принципиально новых электронных схем.

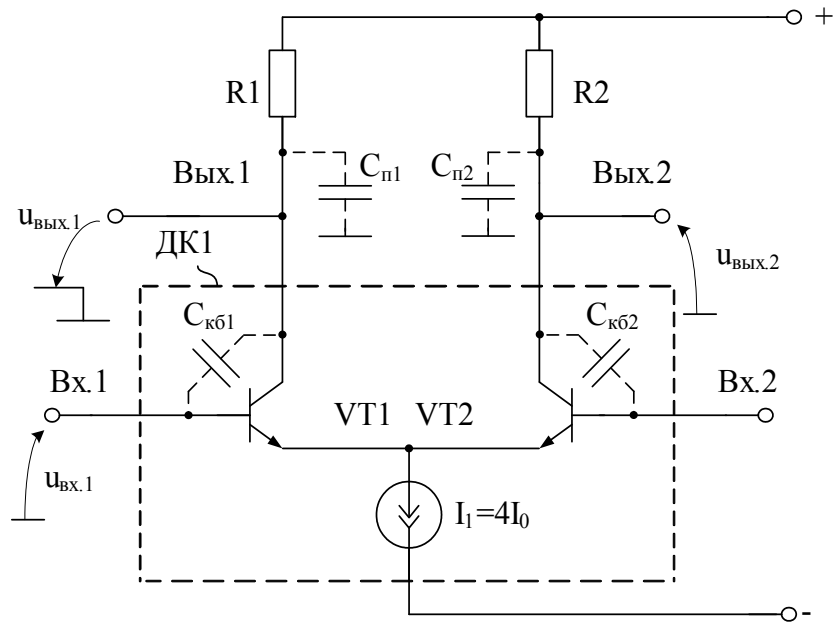


Рис. 1.5 – Схема классического ДУ с коллекторной нагрузкой  $R_1 = R_2$

Как уже отмечалось в п. 1.3, при ограничениях на напряжение питания ( $E_n^{(+)}$ ), характерных для SiGe технологических процессов ( $E_n^{(+)} \leq 2,0 \div 2,5$  В), коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) классического ДУ получается небольшим ( $K_{y.max} = 10 \div 20$ ).

В первую очередь это обусловлено ограничениями на сопротивления резисторов коллекторной нагрузки, которые из-за малых  $E_n^{(+)}$  не могут выбираться высокими.

Практически, при  $h_{12,2}^{\bar{o}} \approx 0$ ,  $h_{22,2}^{\bar{o}} \approx 0$   $K_{y.max}$  принимает следующие значения [11]:

$$K_{y.max} \approx \frac{I_1 R_2}{4\varphi_T}. \quad (1.13)$$

Если  $R_2$  велико ( $R_2 \rightarrow \infty$ ), а  $h_{22,2}^{\bar{o}} = 0$ , то [6]:

$$K_{y.max} \approx \frac{1}{h_{12,2}^{\bar{o}}} = 10^2 \div 10^3. \quad (1.14)$$

В общем случае:

$$K_{y.max} = \frac{u_{\text{вых.2}}}{u_{\text{вх}}} = R_{\text{вых.2}} S_1 = \frac{R_{\text{вых.2}}}{r_{\varphi 1} + r_{\varphi 2}}, \quad (1.15)$$

где  $R_{\text{вых.2}}$  – выходное сопротивление в узле «Вых.2» ДУ;  $r_{\varphi 1} = r_{\varphi 2} = \varphi_T / I_0$  – дифференциальное сопротивление эмиттерных переходов VT1, VT2, причем:

$$R_{\text{вых.2}}^{-1} \approx y_2 + h_{22,2}^{\bar{o}} + \frac{h_{12,2}^{\bar{o}}}{r_{\varphi 1} + r_{\varphi 2}}. \quad (1.16)$$

где  $y_2$  – проводимость резистора  $R_2$ ,  $h_{12,2}^{\bar{}} = \mu_2 \approx \varphi_T / U_{эпрл.2}$  – коэффициент внутренней обратной связи транзистора VT2,  $h_{22,2}^{\bar{}}$  – выходная проводимость транзистора VT2.

Таким образом, при малых напряжениях питания, а особенно в тех случаях, когда требуется получить значительные амплитуды выходного напряжения, классические схемотехнические решения ДУ (рис. 1.5) не эффективны.

В области высоких частот на амплитудно-частотную характеристику транзисторного каскада начинает влиять паразитные емкости  $C_{кб1}$ ,  $C_{кб2}$ ,  $C_{n1}$  и  $C_{n2}$ . Верхняя граничная частота  $f_g$  каскада для выхода «Вых.1» определяется формулой:

$$f_g \approx \frac{1}{2\pi\tau_g}, \quad (1.17)$$

где  $\tau_g \approx R_1(C_{n1} + C_{кб1})$ ,  $R_1$  – эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи выходного транзистора каскада.

Таким образом, в классических дифференциальных усилителях ограничение на диапазон рабочих частот связано с эквивалентным сопротивлением  $R_1$  и наличием паразитных емкостей коллектор-подложка  $C_{n1}$ ,  $C_{n2}$ , а так же коллектор-база  $C_{кб1}$ ,  $C_{кб2}$  выходных транзисторов, как и для любой схемы с коллекторным выходом.

## **1.5 Двухкаскадный дифференциальный усилитель с несимметричным выходом**

В качестве второго каскада в дифференциальных усилителях (ДУ) часто используется буферный усилитель на основе эмиттерного повторителя, который позволяет работать с низкоомной нагрузкой. В условиях невозможности использования активных нагрузок на p-n-p транзисторах в рамках современных технологий (например, SiGe технологический процесс SGB25V)  $K_y$  таких схем (рис. 1.6) не может достигать высоких значений. В конечном итоге это ограничивает  $K_y$  усилителя в целом.



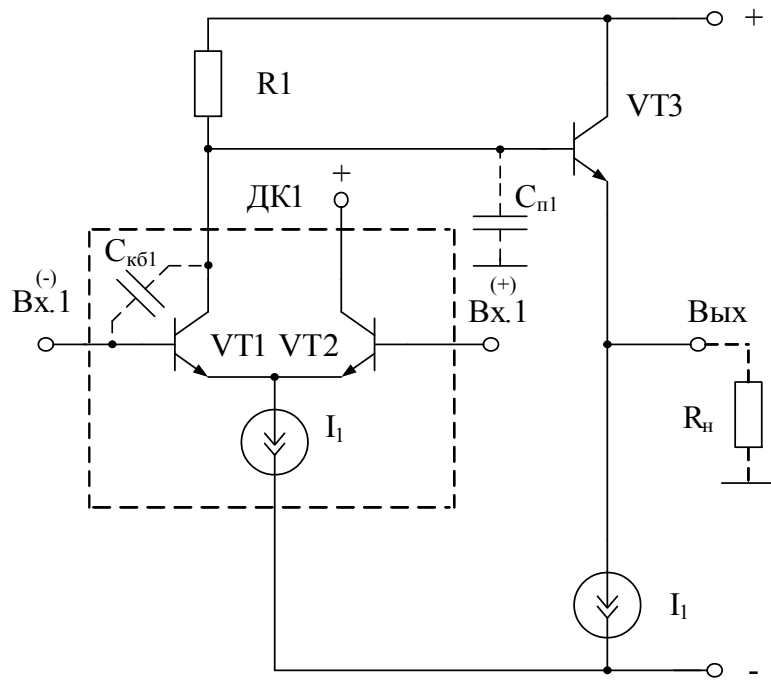


Рис. 1.6 – Классический ДУ с несимметричным выходом

Действительно, для схемы (рис. 1.6) коэффициент усиления:

$$K_{y.max} \approx \frac{R_1 \parallel \beta_3 R_n}{r_{\beta 1} + r_{\beta 2}} = \frac{I_1 R_1 \parallel \beta_3 R_n}{4\varphi_T}, \quad (1.18)$$

где  $\beta_3$  - коэффициент усиления по току базы транзистора VT3.

Таким образом, предельный  $K_y$  схемы (рис. 1.6) ограничивается резистором R1 в коллекторной цепи транзистора VT1.

Предельный  $K_{y.max}$  при  $R_n = \infty$ ,  $R_1 = \infty$  :

$$K_{y.max} \leq \frac{1}{h_{12.1}^{\beta}} = \frac{1}{\mu_1} \approx \frac{U_{эрлн}}{\varphi_T}. \quad (1.19)$$

Верхняя граничная частота  $f_6$  усилителя ограничивается в основном постоянной времени, образованной сопротивлением  $R_1$  и паразитными емкостями на подложку  $C_{п1}$  и коллектор-база  $C_{кб1}$  транзистора VT1. Второй каскад на основе эмиттерного повторителя на транзисторе VT3 не оказывает значительного влияния на  $f_6$  из-за малого выходного сопротивления. Однако при наличии емкостной нагрузки верхняя граничная частота будет снижаться.

## 1.6 Двухкаскадный дифференциальный усилитель с парафазным выходом

Двухкаскадный дифференциальный усилитель с парафазным выходом при низкоомных нагрузках является базовым элементом

аналоговых и быстродействующих цифровых микросхем (рис. 1.7). Как было показано выше, коэффициент усиления по напряжению классического ДУ ( $K_y$ ) зависит от сопротивлений токостабилизирующих двухполюсников в коллекторной цепи входных транзисторов, а также сопротивлений цепей нагрузки  $R_n$  (рис. 1.7) [12].

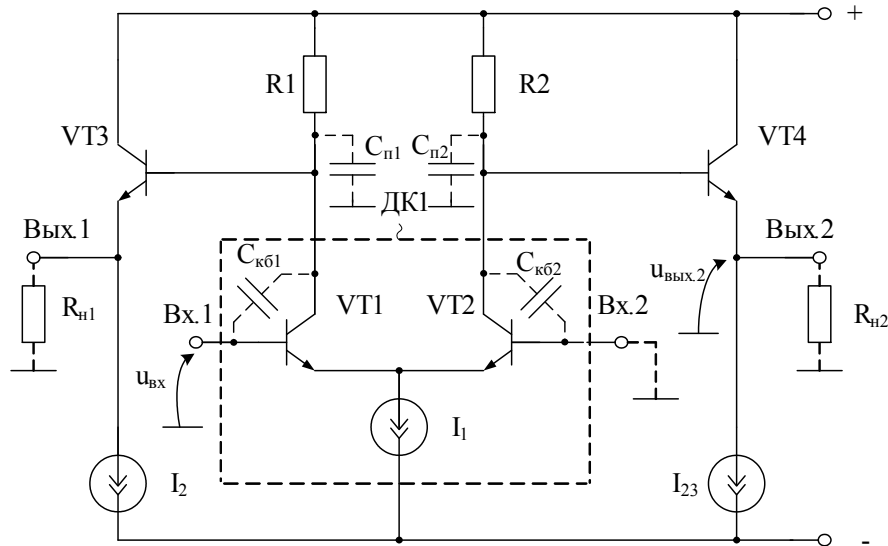


Рис. 1.7 – Классический ДУ с парафазным выходом

При использовании SiGe технологических процессов напряжение питания ДУ не должно превышать  $\pm 2$  В, что накладывает существенные ограничения на способы реализации двухполюсников  $R_1$  и  $R_2$ . Так, при их реализации на полевых транзисторах (ПТ) эквивалентные сопротивления этих двухполюсников  $r_1$  ( $r_2$ ) получаются небольшими в связи с работой ПТ в «триодной» области выходных характеристик. Это ограничивает коэффициент усиления  $K_y$  на уровне  $10 \div 40$ . Действительно, для схемы ДУ (рис. 1.7):

$$K_y = \frac{u_{\text{вых.2}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{н.экв.2}}}{r_{\text{э1}} + r_{\text{э2}}}, \quad (1.20)$$

$$R_{\text{н.экв.2}} \approx R_2^* \parallel \beta_4 R_{\text{н2}}, \quad (1.21)$$

где  $R_2^*$  – эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи  $VT_2$ ;  $\beta_4$  – коэффициент усиления по току базы транзистора  $VT_4$ ;  $R_{\text{н2}} = R_n$  – сопротивление цепи нагрузки.

Если использовать в качестве двухполюсников  $R_2$  ( $R_1$ ) резисторы, то при малом напряжении питания ( $E_n^{(+)} \leq 2$  В):

$$K_y = \frac{U_R}{2\phi_T} = \frac{E_n^{(+)} - 0,7\text{В}}{2\phi_T} < 20, \quad (1.22)$$

где  $U_R$  – статическое падение напряжения на резисторе  $R_2$ .

В большинстве случаев таких значений  $K_y$  недостаточно.

Для повышения коэффициента усиления по напряжению ДУ (рис. 1.7) необходимо увеличивать  $R_1 = R_2$ , выбирать транзисторы VT1-VT2 с повышенным напряжением Эрли ( $\mu = h_{12.1}^{\circ} = h_{12.2}^{\circ} \rightarrow 0$ ) и использовать при низкоомных нагрузках транзисторы VT3, VT4 с повышенным коэффициентом усиления тока базы ( $\beta$ ). Однако при повышении резисторов  $R_1 = R_2$  постоянная времени, образованная паразитными емкостями на подложку  $C_{n1}$ ,  $C_{n2}$  и коллектор-база  $C_{кб1}$ ,  $C_{кб2}$  выходных транзисторов и этим резисторами увеличивается, что уменьшает верхнюю граничную частоту.

Использование каскодных ДУ, (рис. 1.8) позволяет получить предельные значения коэффициента усиления по напряжению, которые оказываются выше, чем в классическом ДУ [11].

Предельный  $K_{y.max}$  при  $R_2 = \infty$ :

$$K_{y.max} \Big|_{R_2 \rightarrow \infty} = \frac{u_{ex.2}}{u_{ex}} \approx \frac{1}{h_{12.1}^{\circ} h_{12.2}^{\circ}}. \quad (1.23)$$

Однако, практическая реализации их двухполюсников R1, R2 в виде активных нагрузок с малой эффективной выходной проводимостью затруднена при малых напряжениях питания и ограничениях на использование p-n-р транзисторов.

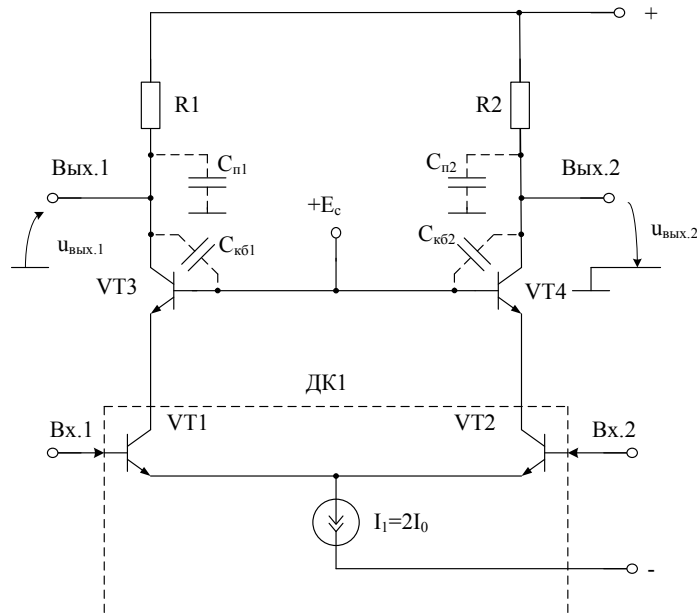


Рис. 1.8 – Классическая схема каскодного ДУ

Верхняя граничная частота  $f_g$  усилителей на рисунке 1.7 и рисунке 1.8 ограничивается, в основном, постоянной времени, образованной паразитными емкостями на подложку  $C_{n1}$ ,  $C_{n2}$  и коллектор-база  $C_{кб1}$ ,  $C_{кб2}$  выходных транзисторов VT3, VT4 и сопротивлениями коллекторной

нагрузки R1 и R2.

## 1.7 Дифференциальные усилители с обратной связью по синфазному сигналу

Схемы классических дифференциальных усилителей (ДУ) с отрицательной обратной связью (ОС) по синфазному сигналу (рис. 1.9) являются основой многих аналоговых микросхем устройств автоматики и вычислительной техники [15].

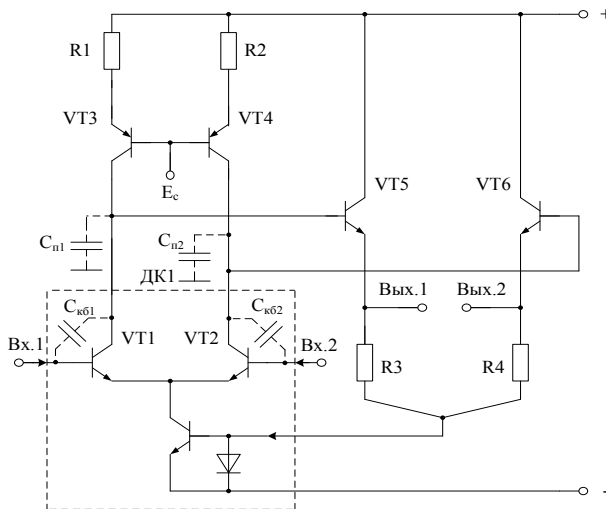


Рис. 1.9 – ДУ с парафазным выходом с ОС по синфазному сигналу

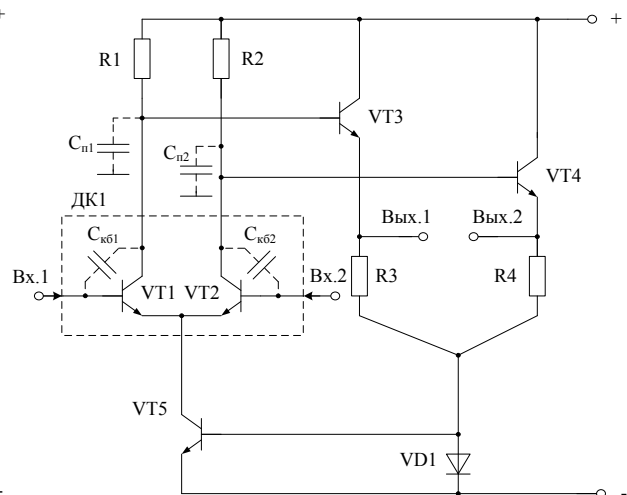


Рис. 1.10 – ДУ с парафазным выходом с ОС по синфазному сигналу без p-n-p транзисторов

В последние годы ДУ данного класса стали снова активно применяться в структуре СВЧ-устройств, реализованных на базе новейших SiGe-технологий [15]. В значительной степени этому способствует простота установления статического режима ДУ при низковольтном питании (1,2÷2,1 В), которое характерно для SiGe транзисторов с предельными частотами 100÷200 ГГц.

Однако структура (рис. 1.9) при ее реализации в рамках техпроцессов с p-n-p транзисторами SG25H3 имеет сравнительно небольшой коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) при низкоомной нагрузке (например,  $R_H=50$  Ом) :

$$K_{y.\max} \approx \frac{\beta_5 R_H}{r_{\beta 1} + r_{\beta 2}}, \quad (1.24)$$

где  $\beta_5$  – коэффициент усиления по току базы транзистора VT5,  $r_{\beta 1} = r_{\beta 2}$  – сопротивление эмиттерного перехода транзисторов VT1, VT2.

На рисунке 1.10 показан дифференциальный усилитель с парафазным выходом в рамках технологий без p-n-p транзисторов,

например SGB25V.

Коэффициент усиления по напряжению схемы (рис. 1.10) получается небольшим ( $K_{y.max} = 10 \div 20$ ). В первую очередь это обусловлено ограничениями на сопротивления резисторов коллекторной нагрузки R1 и R2, которые из-за малых  $E_n$  не могут выбираться высокоомными.

## 1.8 Выводы к разделу 1

1. Проведен анализ архитектурных, схемотехнических и технологических ограничений на коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ) и верхнюю граничную частоту ( $f_e$ ) (по уровню -3 дБ) десяти базовых каскадов и функциональных узлов современных и перспективных аналоговых устройств автоматики и систем управления.

2. Определены предельно достижимые значения коэффициентов усиления по напряжению в диапазоне средних частот, а так же факторы, ограничивающие верхнюю граничную частоту  $f_e$  каскадов с общим эмиттером и общей базой, эмиттерного повторителя, каскодного усилителя, классического ДУ с резисторами коллекторной нагрузки, ДУ с несимметричным выходом, ДУ с парафазным выходом при низкоомных нагрузках, каскодного ДУ, ДУ с парафазным выходом и общей обратной связью по синфазному сигналу, каскодного ДУ с парафазным выходом и общей обратной связью по синфазному сигналу.

3. Выполненный анализ показывает, что коэффициент усиления по напряжению таких каскадов определяется в большинстве случаев сопротивлением коллекторной нагрузки выходного транзистора, которое, однако, не может быть значительно увеличено при использовании низковольтного питания. С другой стороны применение активных нагрузок не всегда целесообразно из-за проблем с обеспечением активного режима р-п-р транзисторов и низкой эффективности использования напряжения питания. Кроме этого, не все перспективные технологические процессы поддерживают использование р-п-р транзисторов.

4. Верхняя граничная частота существующих классических каскадов определяется в основном постоянной времени, образуемой паразитной емкостью коллектор-подложка  $C_{n1}$ , емкостью коллектор-база  $C_{кб1}$  выходного транзистора и эквивалентным сопротивлением в его коллекторной цепи. При этом, верхняя граничная частота  $f_e$  существенно снижается при работе на емкостную нагрузку  $C_{н1}$ .

## 2. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ КЛАССИЧЕСКИХ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ

В первом разделе было показано, что верхняя граничная частота ( $f_{\delta}$ ) многих классических каскадов ограничивается, в основном, постоянной времени, образуемой паразитными емкостями и эквивалентным сопротивлением в их коллекторной цепи.

Ниже рассматриваются условия синтеза специальных цепей компенсации (ЦК) паразитных ёмкостей, связанных с высокоимпедансным выходом классического транзисторного каскада (ТК). Назначение ЦК – расширение частотного диапазона ТК, прежде всего, при высокоомных, в том числе активных нагрузках. Рассматриваются три основных варианта практической реализации ЦК в базисе неинвертирующих повторителей напряжения и тока [16-23,24-25]. Проводится анализ устойчивости скорректированного широкополосного усилителя (ШУ), а так же анализ чувствительности параметров получающихся схемотехнических решений к нестабильности параметров элементов. Анализируются конкретные схемотехнические решения скорректированных ШУ, таких классических каскадов как схемы с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором, каскодные усилители и дифференциальные усилители. Приводятся аналитические выражения, позволяющие оценить предельный выигрыш по диапазону рабочих частот и времени установления переходного процесса ТК, а так же результаты их компьютерного моделирования.

### 2.1 Динамические параметры и устойчивость широкополосных усилителей с цепями компенсации выходной паразитной емкости $C_0$

#### 2.1.1 Постановка задачи

В общем случае обобщенная эквивалентная схема выходной цепи широкополосного усилителя (ШУ) с цепями компенсации паразитной выходной емкости  $C_0$  [25] содержит преобразователь напряжение-ток (ПНТ) (рис. 2.1) и пассивные компоненты  $C_0$  и  $R_i$ , где  $C_0 = C_n + C_{n1} + C_{кб}$  – суммарная паразитная емкость нагрузки  $C_n$ , подложки  $C_{n1}$  и коллектор база  $C_{кб}$  транзистора в выходной цепи ШУ. Сопротивление  $R_i$  – эквивалентное активное сопротивление выходной цепи ШУ. Ток  $I_s(p)$  – это изображение по Лапласу тока коллектора транзистора VT1, который обусловлен

входным сигналом ШУ.

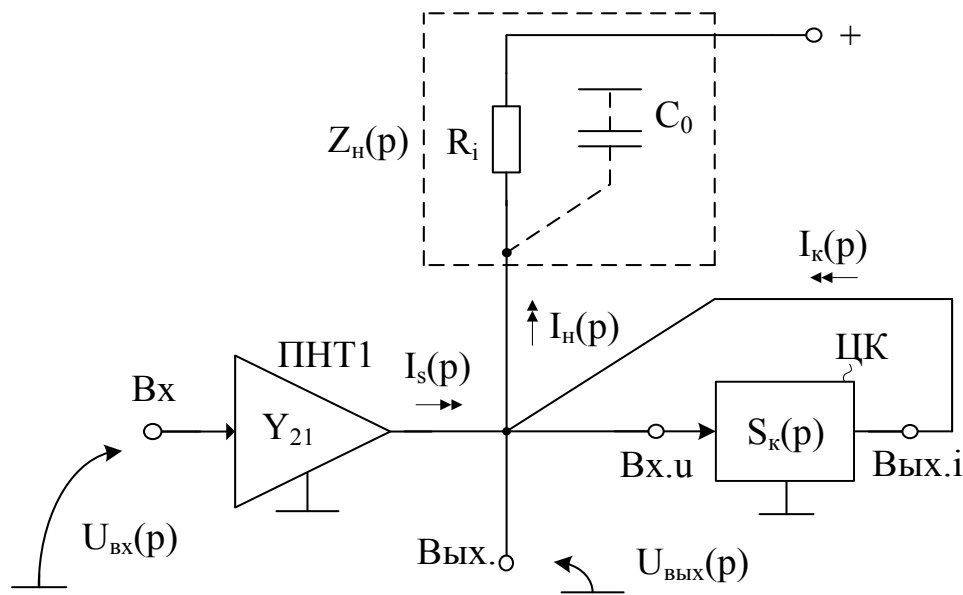


Рис. 2.1 – Функциональная схема выходной цепи ШУ с цепью компенсации

Если цепь нагрузки имеет сопротивление  $Z_n(p)$ , то при введении ЦК с неизвестной передаточной функцией  $S_k(p)$ , желаемая выходной цепи передаточная функция скорректированного ШУ принимает значение:

$$W^*(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{I_s(p)} = \frac{Z_n(p)}{1 - Z_n(p)S_k(p)}. \quad (2.1)$$

Таким образом, неизвестная  $S_k(p)$  и желаемая ( $W^*(p)$ ) функции связаны следующим уравнением:

$$S_k(p) = \frac{1}{Z_n(p)} - \frac{1}{W^*(p)}. \quad (2.2)$$

Таким образом, задача синтеза схем широкополосных усилителей с цепями компенсации заключается, прежде всего, в определении математической модели специально вводимой цепи  $S_k(p)$ , при которой верхняя граничная частота ШУ возрастает, а время установления переходного процесса  $t_{\text{уст}}^*$  скорректированного ШУ было бы равно желаемому значению  $t_{\text{уст}}^* \ll t_{\text{уст}}$ , где  $t_{\text{уст}}$  – время установления нескорректированного ШУ.

В частности, для RC – нагрузки, свойства выходной цепи каскада (рис. 2.1) без цепи компенсации можно описать сопротивлением  $Z_n(p)$  в изображениях по Лапласу:

$$Z_n(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{I_n(p)} = \frac{R_i}{1 + pC_0R_i} = \frac{R_i}{1 + T_0p}, \quad (2.3)$$

где  $C_0 = C_n + C_{n1} + C_{кб}$  – суммарная паразитная емкость выходной цепи ШУ,  $R_i$  – эквивалентное активное сопротивление выходной цепи ШУ,  $I_n(p)$  – суммарный ток в элементах, входящих в  $Z_n(p)$ ,  $T_0 = C_0 R_i$  – постоянная времени цепи нагрузки, определяющая верхнюю граничную частоту  $f_g$  и время установления переходного процесса  $t_{ycm}$  ШУ без цепи компенсации ( $t_{ycm} \approx 3T_0$ ,  $f_g = 1/2\pi T_0$ ).

### 2.1.2 Синтез цепи компенсации паразитного импеданса $C_0$

Переходя к решению задачи синтеза, передаточную функцию искомой цепи компенсации, определим:

$$S_k(p) = I_k(p) / U_{\text{вых}}(p), \quad (2.4)$$

где  $U_{\text{вых}}(p)$ ,  $I_k(p)$  – изображения по Лапласу выходного напряжения усилителя и выходного тока цепи компенсации соответственно. При этом будем считать, что цепь  $S_k(p)$  имеет большое входное и выходное сопротивления, а емкостная и активная составляющие входного и выходного импедансов цепи  $S_k(p)$  учитываются в эквивалентной емкости  $C_0$  и сопротивлении  $R_i$ .

**Утверждение.** Если усилитель с потенциальным выходом характеризуется сопротивлением  $Z_n(p) = U_{\text{вых}}(p) / I_n(p)$ , где  $I_n(p)$  – суммарный ток в элементах, входящих в  $Z_n(p)$ , то передаточная функция  $S_k(p)$  цепи компенсации (рис. 2.1) должна удовлетворять условию:

$$\frac{Z_n(p)}{1 - Z_n(p)S_k(p)} = \frac{R_i}{1 + T_c p}, \quad (2.5)$$

где  $T_c \ll T_0 = 3R_i C_0$  – желаемая постоянная времени скорректированного ШУ. При этом, скорректированный ШУ имеет время установления переходного процесса равное  $t_{ycm}^* = 3T_c \ll t_{ycm}$ .

**Доказательство.** По закону Кирхгофа токи в выходном узле ШУ удовлетворяют уравнению

$$I_n(p) = I_s(p) + I_k(p). \quad (2.6)$$

После преобразований, из (2.4) и (2.6) с учетом равенства  $U_{\text{вых}}(p) = Z_n(p)I_n(p)$ , будем иметь:

$$U_{\text{вых}}(p) = \frac{Z_n(p)}{1 - Z_n(p)S_k(p)} I_s(p). \quad (2.7)$$

Полученное выражение описывает зависимость выходного напряжения скорректированного ШУ (рис. 2.1) от выходного тока активного элемента  $I_s(p)$ , который обусловлен входным сигналом ШУ. Из выражений (2.5) и (2.7), в частности следует, что в условиях теоремы



скорректированный ШУ является устойчивым.

Известно, что если передаточная функция некоторого звена имеет вид  $W(p) = R_i / (1 + T_c p)$ , то время установления переходного процесса при ступенчатом изменении его входного воздействия равно  $3T_c$  [26]. Так как по условию теоремы  $T_c = t_{ycm}^* / 3$ , то из равенств (2.5) и (2.7) следует доказательство утверждения.

Из равенств (2.5) и (2.7) вытекает также, что в рассматриваемом случае передаточная функция искомой цепи компенсации, определяется следующим выражением:

$$S_k(p) = Z_n^{-1}(p) - R_i^{-1}(1 + pT_c). \quad (2.8)$$

С учетом равенства  $T_c = t_{ycm}^* / 3$ , выражение (2.8) принимает вид:

$$S_k(p) = Z_n^{-1}(p) - R_i^{-1}(1 + t_{ycm}^* p / 3). \quad (2.9)$$

Полученное выражение для  $S_k(p)$  дает решение в общем случае поставленной выше задачи синтеза математической модели цепи компенсации, обеспечивающей желаемое время установления переходного процесса.

С целью получения более конкретных результатов предположим, что без цепи компенсации рассматриваемый ШУ (рис. 2.1) характеризуется сопротивлением  $Z_n(p) = R_i / (1 + T_0 p)$ , где  $T_0 = R_i C_0$ . При этом время установления переходного процесса ШУ без цепи компенсации  $t_{ycm} = 3T_0$ . С учетом этого предположения, найдем, что желаемая передаточная функция цепи компенсации для этого случая имеет вид:

$$S_k(p) = (C_0 - t_{ycm}^* / 3R_i) p = pC_0 (1 - t_{ycm}^* / t_{ycm}). \quad (2.10)$$

Отсюда, в частности, следует, что для получения высокого быстродействия и расширения диапазона рабочих частот рассматриваемого ШУ необходимо, чтобы цепь компенсации была дифференцирующим элементом.

### **2.1.3 Пример построения функциональной схемы цепи компенсации**

Построение конкретных схем широкополосных усилителей с расширенным частотным диапазоном определяется возможностью практической реализации качественных дифференцирующих звеньев на транзисторах.

Рассмотрим примеры построения функциональной схемы цепи компенсации. В соответствии с выражением (2.10) в качестве цепи компенсации можно применить схему, приведенную на рисунке 2.2, где:

$$K_y(p) = U_{\text{вых.и}}(p) / U_{\text{вх.и}}(p), \quad K_i(p) = I_k(p) / I_{zk}(p), \quad (2.11)$$

$$I_{zk}(p) = U_{\text{вх.и}}(p) / Z_k(p) = C_k p U_{\text{вх.и}}(p). \quad (2.12)$$

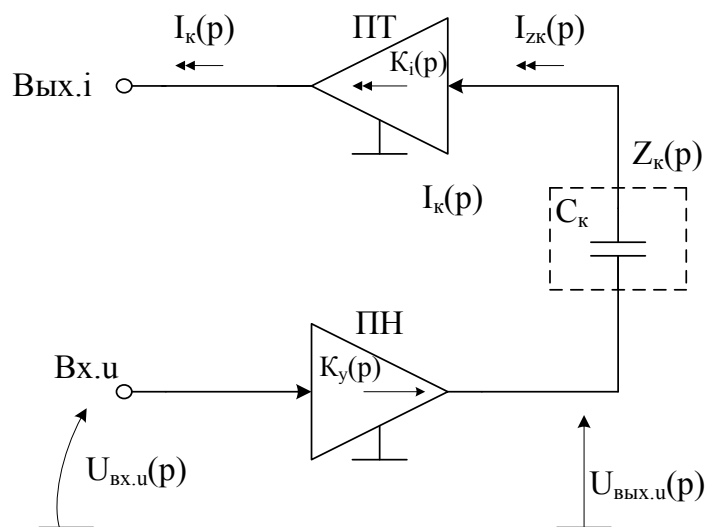


Рис. 2.2 – Схема цепи компенсации

Если буферный повторитель напряжения ПН и повторитель тока ПТ являются безынерционными, т.е. их коэффициенты передачи  $K_y(p) = K_y \approx 1$  и  $K_i(p) = K_i \approx 1$ , то передаточная функция данной цепи компенсации описывается выражением

$$S_k(p) = C_k p. \quad (2.13)$$

Таким образом, при  $K_y(p)$  и  $K_i(p)$  емкость корректирующего конденсатора  $C_k$  в схеме на рисунке 2.2 должна выбираться из условия

$$C_k = C_0 - t_{ycm}^* / 3R_i = C_0 (1 - t_{ycm}^* / t_{ycm}). \quad (2.14)$$

Отсюда следует, что для получения минимального времени установления переходного процесса ( $t_{ycm}^* \ll t_{ycm}$ ) при реализации цепи компенсации в соответствии со схемой рисунка 2.2 и безынерционных повторителях ПН и УТ, необходимо иметь  $C_k \approx C_0$ .

Если требуется получить повышение быстродействия ШУ в  $N_t$ - раз ( $N_t \ll \infty$ ) по сравнению со схемой без компенсации, где  $N_t = 3R_i C_0 / t_{ycm}^*$ , то емкость конденсатора  $C_k$  должна удовлетворять условию

$$C_k = (N_t - 1) C_0 N_t^{-1}. \quad (2.15)$$

Предположение о том, что повторитель напряжения ПН и повторитель тока УТ являются безынерционными, значительно упрощает расчетные соотношения. Однако, постоянные времени этих активных элементов схемы могут оказывать влияние на динамические параметры ШУ.

### 2.1.4 Частотные свойства широкополосного усилителя с цепью компенсации

Диапазон рабочих частот скорректированного широкополосного усилителя (ШУ) (рис. 2.1), который характеризуется верхней граничной частотой  $f_g^*$  (по уровню -3дБ), можно определить из уравнения схемной функции ШУ в комплексной форме

$$W(j\omega) = \frac{R_i}{1 + j\omega \left( T_0 - \frac{S_k(j\omega)}{j\omega} R_i \right)} = \frac{U_{\text{вых}}(j\omega)}{I_s(j\omega)}, \quad (2.16)$$

где  $T_0 = C_0 R_i$  – постоянная времени ШУ до компенсации, определяющая его верхнюю граничную частоту  $f_g = 1/2\pi T_0$ .

В соответствии с условиями синтеза цепи компенсации ее передаточная функция после коррекции  $W^*(j\omega)$  должна иметь вид звена первого порядка с достаточно малой постоянной времени  $T_c \ll T_0$ . При этом верхняя граничная частота скорректированного ШУ  $f_g^*$ , зависящая от  $T_c$ , должна удовлетворять неравенству

$$f_g^* = 1/2\pi T_c \gg 1/2\pi T_0 = f_g. \quad (2.17)$$

Данное условие будет выполнено, если множитель при операторе  $j\omega$  в знаменателе формулы (2.16) – действительное число и принимает значение

$$T_0 - \frac{S_k(j\omega)}{j\omega} R_i = \frac{1}{2\pi f_g^*}. \quad (2.18)$$

Данное требование выполнено, если  $S_k(j\omega)$  – дифференцирующее звено и его передаточная функция  $S_k(j\omega) = S_k j\omega$ . В этом случае верхняя граничная частота ШУ  $f_g^*$  возрастает в  $N_f$ – раз

$$f_g^* = \frac{1}{2\pi(T_0 - S_k R_i)} = N_f f_g \gg f_g, \quad (2.19)$$

где  $N_f = 1/(1 - S_k R_i / \tau_0)$ .

Если заданы значения  $f_g^*$ ,  $f_g$  и  $C_0$ , то параметр  $S_k$  цепи компенсации находится из уравнения

$$S_k = C_0 \left( 1 - f_g / f_g^* \right). \quad (2.20)$$

При  $f_g / f_g^* \ll 1$  необходимо иметь  $S_k \approx C_0$  или  $S_k \leq C_0$ .

### 2.1.5 Устойчивость скорректированного широкополосного усилителя

Устойчивость динамических систем, к которым относится рассматриваемый ШУ, строго говоря, оценивается при изменении частоты от нуля до бесконечности [26]. В тоже время модель повторителей напряжения и тока (ПН, УТ) в виде  $W^*(p) = K_y$  (рис. 2.2) представляется не совсем адекватной для указанного частотного диапазона. Поэтому для исследования устойчивости и анализа свойств ШУ (рис. 2.1) с цепью компенсации, представленной на рисунке 2.2, где повторители ПН и УТ являются инерционными звеньями первого порядка, предположим, что:

$$K_y(p) = \frac{K_y}{1 + T_y p}, \quad K_i(p) = \frac{K_i}{1 + T_i p}. \quad (2.21)$$

С учетом выражений (2.21) передаточная функция  $S_k(p)$  цепи компенсации (рис. 2.2) имеет в этом случае вид:

$$S_k(p) = \frac{K_y K_i C_k p}{(1 + T_y p)(1 + T_i p)}. \quad (2.22)$$

Как следствие, при этом передаточная функция скорректированного ШУ с  $Z_n(p) = R_i / (1 + T_0 p)$  не будет равна правой части выражения (2.2). Однако, если скорректированный ШУ будет устойчивым, то при соответствующем выборе параметров его переходная функция, как показано ниже, будет близка к переходной функции инерционного звена первого порядка [26]. При этом можно обеспечить и желаемое время установления переходного процесса  $t_{ycm}^*$ , а также существенное повышение  $f_\delta$ .

Для определения условий устойчивости скорректированного ШУ запишем его характеристический полином  $D(p)$  как знаменатель передаточной функции из выражения (2.7) с учетом (2.22) и указанного выше равенства  $Z_n(p) = R_i / (1 + T_0 p)$ . В результате будем иметь:

$$D(p) = T_0 T_y T_i p^3 + (T_0 T_y + T_0 T_i + T_y T_i) p^2 + (T_0 + T_y + T_i - K_y K_i K_i C_k) p + 1 \quad (2.23)$$

Применяя к этому полиному критерий Вышнеградского [16], найдем, что условия этого критерия выполняются, если

$$T_i + T_y + T_0 > K_y K_i R_i C_k, \quad (2.24)$$

$$(T_0 T_i + T_0 T_y + T_i T_y) \times (T_i + T_y + T_0 - K_y K_i R_i C_k) > T_0 T_y T_i. \quad (2.25)$$

Неравенства (2.24) и (2.25) являются общими условиями устойчивости скорректированного ШУ при указанных параметрах ШУ и передаточных функциях (2.23) повторителей напряжения (ПН) и тока (УТ).

При некоторых дополнительных ограничениях возможны различные варианты обеспечения условий устойчивости. Например, если  $T_y \approx T_i \lll T_0$ , то условия (2.23), (2.25) переходят в следующие неравенства

$$C_0 > K_y K_i C_k, \quad (2.26)$$

$$(1/T_y + 1/T_i) \times (T_0 - K_y K_i R_i C_k) > 1. \quad (2.27)$$

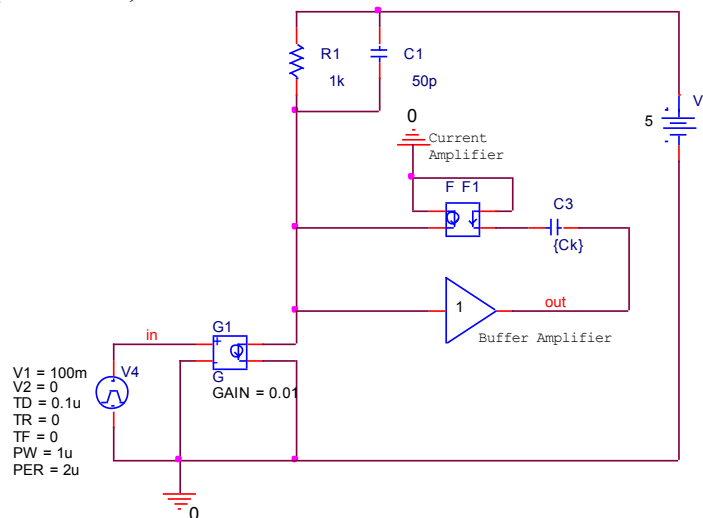
Так как  $T_y > 0$  и  $T_i > 0$ , условие (2.27) сводится к условию (2.26), из которого при  $K_y = K_i = 1$  вытекает, в частности, выражение (2.14). При этом из выражений (2.24) и (2.25) видно, что по мере приближения значений  $C_k$  к  $C_0$ , скорректированный ШУ не теряет устойчивости, так как если даже  $C_k = C_0$ , то эти выражения принимают вид:

$$T_i + T_y > 0, \quad (1/T_y + 1/T_i + 1/T_0) \cdot (T_i + T_y) > 1 \quad (2.28)$$

и заведомо выполняются. Однако запас устойчивости рассматриваемого ШУ в этом случае определяется тем, насколько правая часть в неравенстве (2.24) больше его левой части.

### 2.1.6 Результаты компьютерного моделирования обобщенной схемы

На основе обобщенной схемы ШУ (рис. 2.1) в среде P-Spice были построены схемы с идеальными моделями ПТ и ПН (рис. 2.3а) и для случая, когда ПТ и ПН реализуются в виде схем с ОБ и ОК на n-p-n транзисторах (рис. 2.4а).



a)

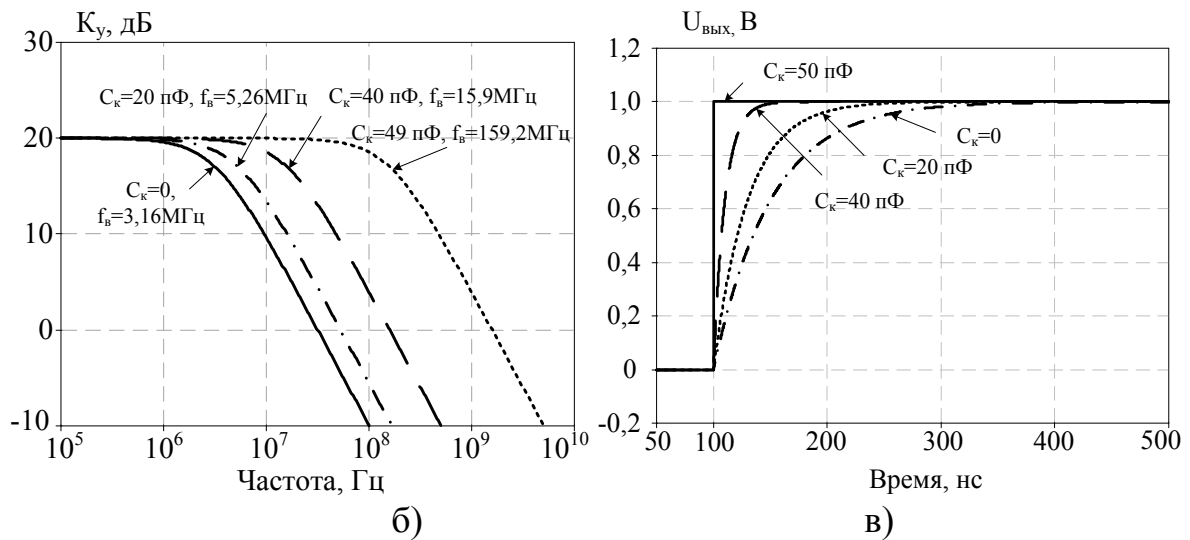
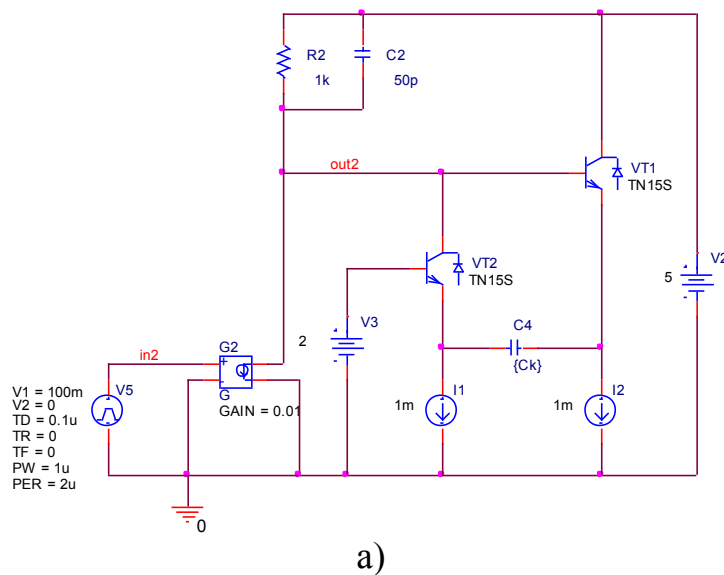


Рис. 2.3 – Схема для моделирования ШУ с идеальными элементами ЦК а) его амплитудно-частотные характеристики а) и переходный процесс б)

Результаты моделирования схемы с идеальными моделями ПТ и ПН (при  $C_0 = 50 \text{ пФ}$ ) показывают, что рациональный выбор  $C_k$  обеспечивает существенное расширение диапазона рабочих частот ( $f_b^*$ ) (рис. 2.3б) и уменьшение времени установления переходного процесса при импульсном изменении выходного тока ( $t_{\text{уст}}^*$ ) (рис. 2.3в).



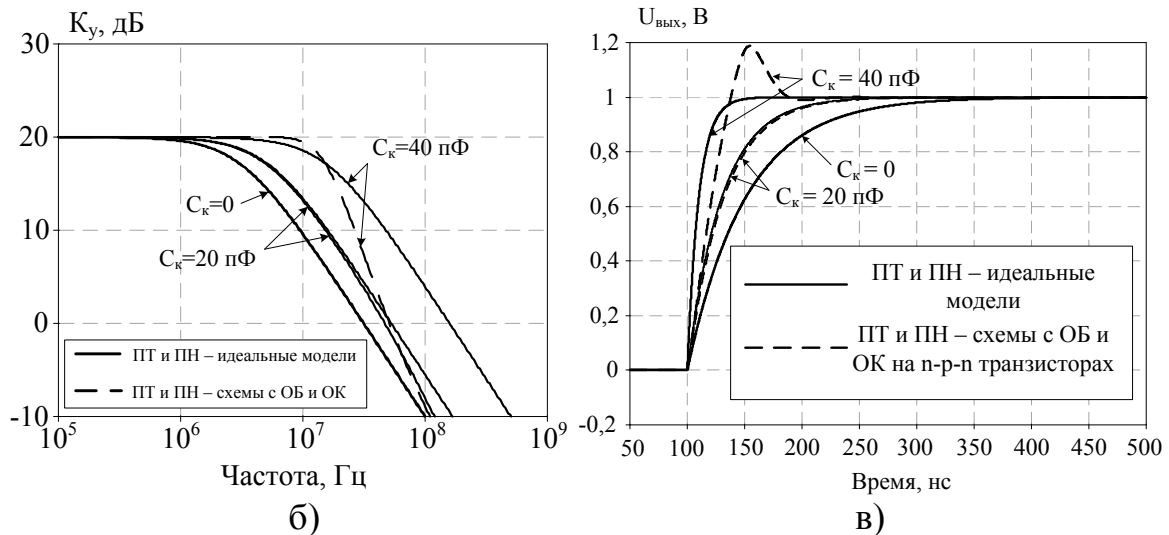


Рис. 2.4 – Схема для моделирования ШУ с элементами ЦК в виде схем с ОБ и ОК а) его амплитудно-частотные характеристики а) и переходный процесс б)

При реализации ПТ и ПН в виде схем с ОБ и ОК на п-р-п транзисторах с  $f_T = 1,7$  ГГц, результаты моделирования (рис. 2.4б, рис. 2.4в) показывают, что параметры  $f_v^*$  и  $t_{уст}^*$  близки к случаю с идеальными моделями ПТ и ПН в рабочем диапазоне частот элементов ЦК (табл. 2.1).

Т а б л и ц а 2.1

Значения  $t_{уст}^*$  при различных  $C_k$  для схемы рис. 2.3а

Емкость $C_k$ , пФ	$t_{уст}^*$ для идеальных моделей ПТ и ПН, нс	$t_{уст}^*$ для ПТ и ПН в виде схем с ОБ и ОК, нс
50	0,1	32,2
40	23	32,4
20	68,8	72,3
0	115,5	117,6

### 2.1.7 Методика компьютерного моделирования цепей компенсации с инерционными активными элементами в среде MATLAB

В случае инерционных повторителей ПН и УТ с передаточными функциями (2.21), аналитическое выражение для времени установления переходного процесса, подобное выражению (2.14) или (2.15), получается достаточно громоздким. В этой связи целесообразно осуществлять численную оценку параметров цепи компенсации, при которых скорректированный ШУ имеет требуемое быстродействие. С этой целью, положим:  $T_i = T_y = \mu T_0$ ,  $T_0 - K_i K_y R_i C_0 = \beta T_0$ , где числа  $0 < \mu \ll 1$ ,  $0 < \beta \ll 1$ .

При этих условиях передаточная функция ШУ с цепью компенсации (2.22) имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых.и}}(p)}{I_s(p)} = \frac{\mu^2 T_0^2 p^2 + 2\mu T_0 p + 1}{\mu^2 T_0^3 p^3 + (2\mu + \mu^2) T_0^2 p^2 + (2\mu + \beta) T_0 p + 1}. \quad (2.29)$$

В этом выражении имеется три параметра  $T_0$ ,  $\beta$  и  $\mu$ , что позволяет при заданном  $T_0 = R_i C_0$  найти путем численного моделирования значения параметров цепи компенсации  $T_i = T_y$  и  $K_i, K_y$ , при которых скорректированный ШУ имеет желаемый характер переходного процесса и желаемое быстродействие [25]. Так, например, на рисунке 2.5 показан переходный процесс скорректированного ШУ при  $T_0 = 0,1$  с, соответствующая найденным в MATLAB значениям  $\beta = 0,08$  и  $\mu = 0,001$ , а на рисунке 2.6 переходная функция – при  $\beta = 0,008$  и  $\mu = 0,00001$ .

При этом, если нескорректированный ШУ имеет при ступенчатом воздействии время установления переходного процесса  $t_{ycm} = 0,3$  с, то при  $\beta = 0,08$  и  $\mu = 0,001$  время установления  $t_{ycm} = 0,0183$  с, т.е. в 16 раз меньше, а при  $\beta = 0,01$  и  $\mu = 0,00001$  время установления  $t_{ycm} = 0,00252$  с, т.е. в 119 раз меньше.

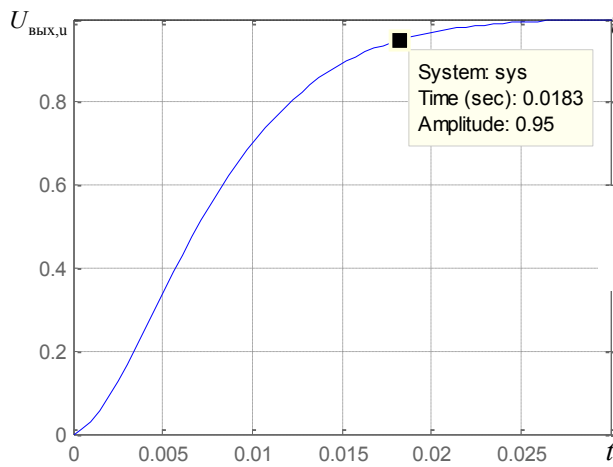


Рис. 2.5 – Переходный процесс скорректированного ШУ при  $\beta = 0,08$  и  $\mu = 0,001$

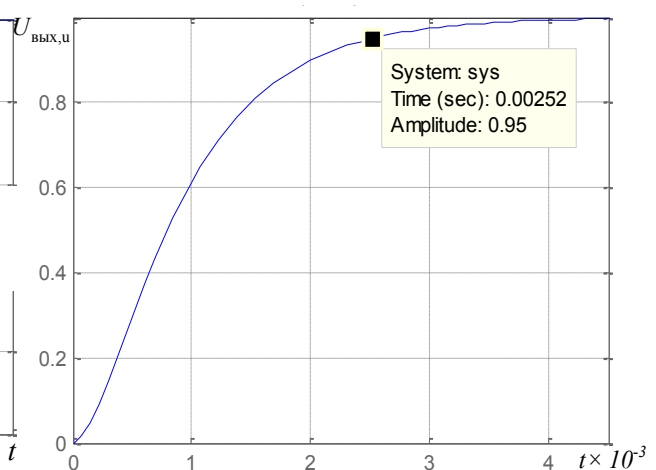


Рис. 2.6 – Переходный процесс скорректированного ШУ при  $\beta = 0,008$  и  $\mu = 0,00001$

Таким образом, рассмотренный компенсационный метод позволяет существенно повысить быстродействие ШУ с потенциальным выходом, имеющим повышенные значения паразитной емкости  $C_0$  и высокое сопротивление  $R_i$  [25]. Он может найти широкое применение в устройствах автоматики и вычислительной техники различного назначения. Нетрудно



видеть, что возможности компенсационного метода определяются характеристиками повторителей напряжения (ПН) и тока (УТ), которые могут быть достаточно широкополосными и реализовываться как каскады с общим коллектором и общей базой, обеспечивающих широкий частотный диапазон данных функциональных узлов ШУ.

## 2.2 Анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее улучшения

Одной из центральных проблем в практическом использовании эффектов собственной и взаимной компенсации, является оценка чувствительности параметров получающихся схемотехнических решений к нестабильности параметров элементов [1,2,27,28].

### 2.2.1 Разновидности функций чувствительности

Функция электронной схемы  $F(p, \vec{\lambda})$  с цепью компенсации может быть представлена в виде ряда:

$$F(x) = F(a) + F'(a)(x - a) + \frac{1}{2} F''(a)(x - a)^2 + \dots + \dots \quad (2.30)$$

$F(p, \vec{\lambda})$  - функция электронной цепи,  $\vec{\lambda} = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$  – параметры элементов,  $a$  – рабочая точка электронной цепи.

Дифференциал функции  $F(p, \vec{\lambda})$ :

$$dF(p, \vec{\lambda}) = \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_1} d\lambda_1 + \dots + \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_n} d\lambda_n = \sum_{i=1}^n \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i} d\lambda_i. \quad (2.31)$$

Относительное приращение функции:

$$\frac{\Delta F(p, \vec{\lambda})}{F(p, \vec{\lambda})} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i} \cdot \frac{\lambda_i}{F(p, \vec{\lambda})} \frac{\Delta \lambda_i}{\lambda_i}, \quad (2.32)$$

где  $\Delta F(p, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i} \lambda_i \frac{\Delta \lambda_i}{\lambda_i}$ .

Относительная функция чувствительности [17] электронной схемы с компенсацией находится как:

$$S_{\lambda_i}^F = \frac{\partial F}{\partial \lambda_i} \frac{\lambda_i}{F}, (F(p, \vec{\lambda}) \leftrightarrow F), \quad (2.33)$$

поэтому, относительное изменение функции цепи определяется суммой парциальных чувствительностей и относительным изменением параметра

$\Theta_{\lambda_i}$ :

$$\frac{\Delta F}{F} = \sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^F \Theta_{\lambda_i}, \quad (\Theta_{\lambda_i} = \delta \lambda_i = \frac{\Delta \lambda_i}{\lambda_i}). \quad (2.34)$$

Проектирование электронных схем на компонентном уровне для современных полупроводниковых элементов требует также использования среднеквадратической относительной чувствительности для оценки отклонения целевой функции цепи, вызванной не идентичностью технологических погрешностей простейших параметров  $\Delta \Theta_i$ :

$$S_{скз}^F = \sqrt{\sum_{i=1}^n |S_{\lambda_i}^F|^2}. \quad (2.35)$$

В ряде случаев, когда целью проекта являются предельно глубокая минимизация функции  $F(p, \vec{\lambda})$  (например, верхней граничной частоты), необходимо использовать парциальную полуотносительную функцию чувствительности ( $S_s$ ), а также их среднеквадратическое значение:

$$S_{s\lambda_i}^F = \frac{\partial F}{\partial \lambda_i} \lambda_i, \quad \Delta F = \sum_{i=1}^n S_{s\lambda_i}^F \Theta_{\lambda_i}, \quad (2.36)$$

$$S_{s\text{скз}}^F = \sqrt{\sum_{i=1}^n |S_{s\lambda_i}^F|^2}. \quad (2.37)$$

Предварительно отметим, инварианты чувствительности для пассивных цепей и идеальных активных схем можно представить в виде сумм:

$$\sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^K = 0, \quad \sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^Z = 1, \quad \sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^Y = 1. \quad (2.38)$$

При исследовании функции чувствительности в частотной области ( $p = j\omega$ ):

$$S_{\lambda_i}^{F(j\omega)} = S_{\lambda_i}^{|F(j\omega)|} + j S_{\lambda_i}^{\arg F(j\omega)}, \quad (2.39)$$

где  $S_{\lambda_i}^{|F(j\omega)|}$  - относительная чувствительность АЧХ к параметру  $\lambda_i$ ;  $S_{\lambda_i}^{\arg F(j\omega)}$  - полуотносительная чувствительность ФЧХ к параметру  $\lambda_i$ . Если параметр цепи является функцией компонентов  $\alpha$   $\lambda_i = f(\vec{\alpha})$ , то:

$$S_{\alpha_j}^F = S_{\lambda_i}^F S_{\alpha_j}^{\lambda_i}; \quad S_{S_{\alpha_j}}^F = S_{S_{\lambda_i}}^F S_{\alpha_j}^{\lambda_i}. \quad (2.40)$$

### 2.2.2 Случай билинейного разложения функций цепи

Для электронных схем компонентного уровня характерно билинейное разложение ее передаточной функции по параметру  $\lambda_i$ :

$$F(p, \vec{\lambda}) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{A_0(p) + \lambda_i A_1(p)}{B_0(p) + \lambda_i B_1(p)}. \quad (2.41)$$

В этом случае ее относительная чувствительность определяется разностью:

$$S_{\lambda_i}^F = S_{\lambda_i}^{A(p)} - S_{\lambda_i}^{B(p)}, \quad (2.42)$$

причем

$$S_{\lambda_i}^{A(p)} = \frac{\lambda_i A_1(p)}{A(p)}; \quad S_{\lambda_i}^{B(p)} = \frac{\lambda_i B_1(p)}{B(p)}. \quad (2.43)$$

### 2.2.3 Чувствительность в цепях с собственной компенсацией

Эффективная проводимость в цепях с собственной компенсацией может быть представлена в виде функции [28]:

$$Y = y_k(1 - K_n) + y_0, \quad (2.44)$$

где  $y_k$  – компенсируемая проводимость,  $y_0$  – остаточная проводимость цепи,

$K_n$  – петлевой коэффициент передачи цепи собственной компенсации.

Тогда:

$$S_{y_k}^Y = \frac{y_k(1 - K_n)}{y_k(1 - K_n) + y_0} = \frac{y_k}{Y}(1 - K_n). \quad (2.45)$$

Именно поэтому параметрическая чувствительность минимизируется контуром собственной компенсации:  $\lim_{K_n \rightarrow 1} S_{y_k}^Y = 0$ : если  $y_k(1 - K_n) \gg y_0$ , то чувствительность  $S_{y_k}^Y = 1$ , т.е.  $S_{y_k}^Y \approx S_{y_k}^Y|_{K_n=0}$ .

Следовательно, при собственной компенсации чувствительность цепи не увеличивается, а  $S_{y_0}^Y \leq 1$ .

### 2.2.4 Взаимная компенсация двух проводимостей

Основное уравнение функции проводимости цепи при взаимной компенсации [23] имеет вид:

$$Y = a \cdot y_k - y_k^* \cdot b, \quad (2.46)$$

где  $a$  и  $b$  – коэффициенты пропорциональности.

Отметим, что структура и численное значение коэффициента  $b$  легко реализуется цепью собственной компенсации (1.43) при  $K_n > 1$ . Именно поэтому в практически важных случаях создание контура собственной компенсации влияния  $y_k^*$  является достаточным для построения схем с взаимной компенсацией влияния проводимости  $Y$  на целевую функцию проекта. Тогда:

$$S_{y_k}^Y = \frac{a \cdot y_k}{Y}, \quad S_{y_k^*}^Y = -\frac{b \cdot y_k^*}{Y}. \quad (2.47)$$

Следовательно, при увеличении уровня компенсации ( $Y \rightarrow 0$ ) чувствительности (1.46) пропорционально увеличиваются.

Если относительные приращения  $\frac{\Delta y_k}{y_k}$  и  $\frac{\Delta y_k^*}{y_k^*}$  согласованы (т.е. одинаковы), то:

$$\frac{\Delta Y}{Y} = S_{y_k}^Y \frac{\Delta y_k}{y_k} + S_{y_k^*}^Y \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*} = \frac{ay_k - by_k}{ay_k - by_k} \frac{\Delta y_k}{y_k} = \frac{\Delta y_k}{y_k}. \quad (2.48)$$

Т.е. чувствительность электронной схемы не увеличивается и свойства цепей с собственной и взаимной компенсацией совпадают.

Если существует асимметрия относительных изменений  $y_k$  и  $y_k^*$   $\frac{\Delta y_k}{y_k} = \xi \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*}$ , то:

$$\frac{\Delta Y}{Y} = \left( S_{y_k}^Y \xi + S_{y_k^*}^Y \right) \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*} = \frac{a\xi y_k - by_k^*}{Y} \cdot \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*}. \quad (2.49)$$

Таким образом, для сохранения единичного значения суммы парциальных чувствительностей (2.47) уровень компенсации необходимо локализовать условием:

$$ay_k \xi = by_k^*. \quad (2.50)$$

При этом  $Y_{\min} = ay_k (\xi - 1)$ .

Полученные выше формулы для коэффициентов чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией позволяют оценить эффективность конкретных схмотехнических решений и их работоспособность в условиях температурных и радиационных изменений параметров элементов, а также технических погрешностей.

В качестве примера рассмотрим наиболее характерный для современной микроэлектронной технологии случай, когда относительные изменения проводимостей одинаковы ( $\Theta_y$ ), а их погрешность характеризуется разностью  $\Delta \Theta_y$ . Как следует из (2.31), (1.44), при  $K_n = 1$  в цепи с собственной компенсацией:

$$\frac{\Delta Y}{Y} = S_{y_0}^Y \times \Theta_y = \Theta_y \quad (2.51)$$

при любом остаточном значении  $y_0$ .

В этом же случае в цепях с взаимной компенсацией при  $1 - \xi = \Delta \Theta_y$ , как это видно из (1.48), (1.49), остаточное значение некомпенсированной проводимости:

$$Y_{\min} = \alpha y_k \Delta \Theta_y, \quad (2.52)$$

при этом парциальные чувствительности:

$$S_{y_k}^Y = -S_{y_k^*}^Y = \frac{1}{\Delta\Theta_y}, \quad (2.53)$$

Поэтому:

$$\frac{\Delta Y}{Y} = 1. \quad (2.54)$$

Таким образом, как видно из (2.51), (2.54) целесообразность использования собственной или взаимной компенсации определяется технологической погрешностью производства полупроводниковых компонентов. При  $\Theta_y \geq 1$  целесообразно использовать не собственную, а взаимную компенсацию, обеспечив, как это было показано ранее, выполнение условия  $K_n > 1$ . В ряде случаев решающим фактором является величина некомпенсированного остатка (2.52), которая в силу обусловленной технологической особенности ( $\Theta_y \ll 1$ ) может оказаться значительно ниже  $y_0$ . Как видно из (2.36), (2.49):

$$Y_{\max} = \Delta Y = \alpha y_k, \quad (2.55)$$

что совпадает с вариантом цепи с собственной компенсацией.

### 2.3 Цепь компенсации на базе повторителя тока и повторителя напряжения

На основе примера функциональной схемы цепи компенсации (рис. 2.2) реализована схема цепи компенсации ШУ (рис. 2.7).

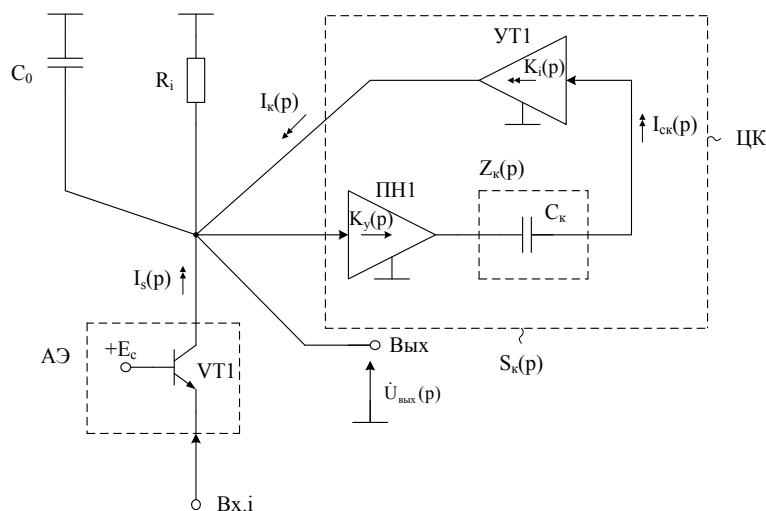


Рис. 2.7 – ШУ с цепью компенсации на базе неинвертирующего усилителя напряжения (УН1) с  $K_y = 1$  и неинвертирующего усилителя тока (УТ1) с  $K_i = 1$

**Анализ цепи компенсации.** Для схемы (рис. 2.7) можно найти, что при  $K_y = 1$  и  $K_i = 1$  передаточная функция ШУ описывается выражением:

$$S_{\kappa}(p) = \frac{I_{\kappa}(p)}{U_{\text{вых}}(p)} = K_i K_y C_{\kappa} p. \quad (2.56)$$

При времени установления переходного процесса  $t_{\text{уст}}^* \rightarrow 0$  емкость цепи компенсации:

$$C_{\kappa} = C_0 \left[ \frac{1}{K_y K_i} - \frac{t_{\text{уст}}^*}{t_{\text{уст}}} \right]. \quad (2.57)$$

где  $t_{\text{уст}}$  – время установления нескорректированного ШУ.

Если  $K_y \approx 1$ ,  $K_i \approx 1$  то  $C_{\kappa} = C_0$ . Верхняя граничная частота ШУ  $f_{\text{в}}^*$  с учетом влияния цепи компенсации:

$$f_{\text{в}}^* = \frac{f_{\text{в}}}{1 - S_{\kappa}/C_0} = \frac{f_{\text{в}}}{1 - (K_y K_i) C_{\kappa}/C_0}, \quad (2.58)$$

где  $f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi C_0 R_i}$  – верхняя граничная частота ШУ без компенсации;

$S_{\kappa} = K_i K_y C_{\kappa}$  – параметр цепи компенсации. При заданных значениях  $C_0$ ,  $f_{\text{в}}^*$ ,  $f_{\text{в}}$  и  $K_y \approx 1$ ,  $K_i \approx 1$  емкость цепи компенсации должна выбираться из уравнения:

$$C_{\kappa} = \frac{C_0}{K_y K_i} (1 - f_{\text{в}} / f_{\text{в}}^*). \quad (2.59)$$

Верхняя граничная частота схемы (рис. 2.7) определяется формулой:

$$f_{\text{в}}^* = \frac{1}{2\pi R_i [C_0 - K_i K_y C_{\kappa}]} \quad (2.60)$$

Функции чувствительности верхней граничной частоты от изменения параметров  $K_i$  (2.61),  $K_y$  (2.62),  $C_{\kappa}$  (2.63),  $C_0$  (2.64) и  $R_i$  (2.65) для схемы (рис. 2.7) имеют вид:

$$S_{K_i}^{f_{\text{в}}^*} = \frac{C_{\kappa} K_i K_y}{C_0 - C_{\kappa} K_i K_y} \quad (2.61)$$

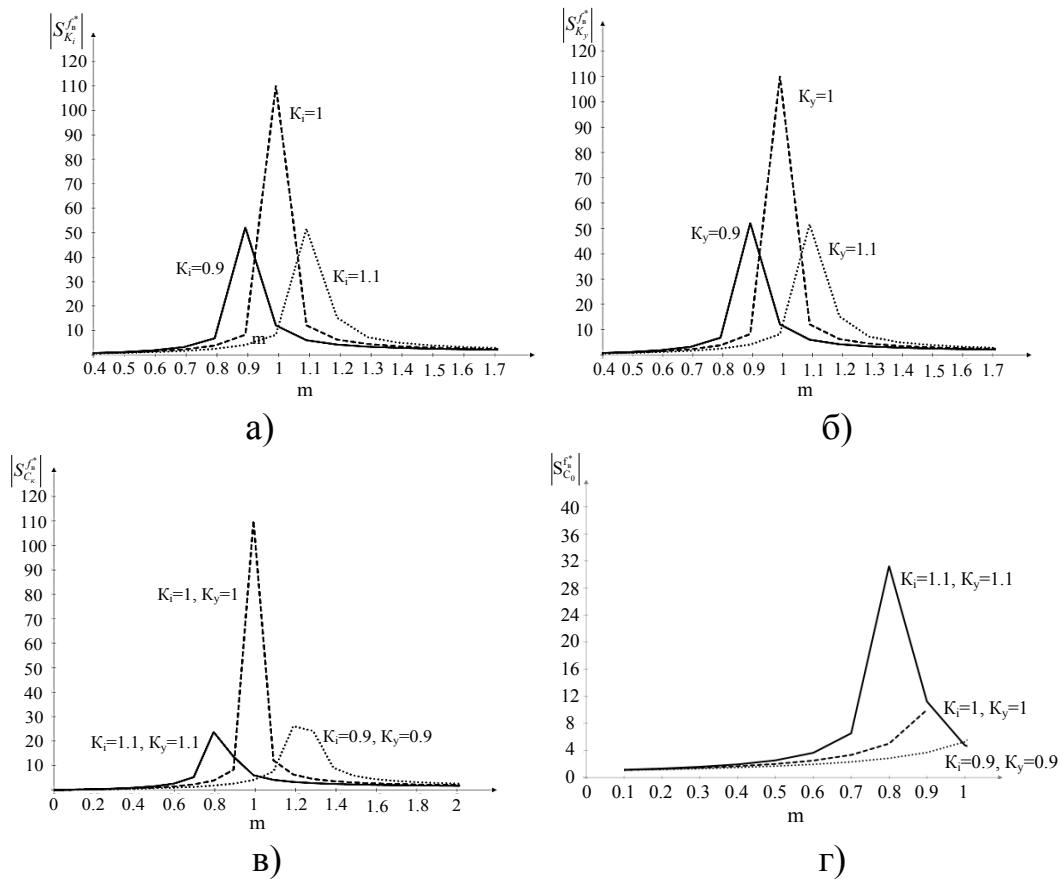
$$S_{K_y}^{f_{\text{в}}^*} = \frac{C_{\kappa} K_y}{C_0 - C_{\kappa} (K_y - 1)} \quad (2.62)$$

$$S_{C_{\kappa}}^{f_{\text{в}}^*} = \frac{C_{\kappa} K_i K_y}{C_0 - C_{\kappa} K_i K_y} \quad (2.63)$$

$$S_{C_0}^{f_{\text{в}}^*} = -\frac{C_0}{C_0 - C_{\kappa} K_i K_y} \quad (2.64)$$

$$S_{R_i}^{f_{\text{в}}^*} = -1 \quad (2.65)$$

На рисунке 2.8 показаны функциональные зависимости  $\left|S_{K_i}^{f_g^*}\right|$ ,  $\left|S_{K_y}^{f_g^*}\right|$ ,  $\left|S_{C_\kappa}^{f_g^*}\right|$ ,  $\left|S_{C_0}^{f_g^*}\right|$ ,  $S_{R_i}^{f_g^*}$  от параметра проектирования  $m$ , где  $m$  это отношение корректирующей емкости  $C_\kappa$  к эквивалентной емкости  $C_0$ ,  $m = C_\kappa / C_0$ . Графики (рис. 2.8) позволяют при проектировании цепи компенсации выбрать емкость корректирующего конденсатора  $C_\kappa$  исходя из требуемых параметров по чувствительности к изменению параметров схемы. Анализ графиков (рис. 2.8) показывает, что функция чувствительности имеет экстремумы в точках полной компенсации емкости  $C_0$ . Относительно малые чувствительности (до 5) можно получить, выбирая параметр проектирования  $m$  на 20% менее точки экстремума (точки разрыва первого рода).



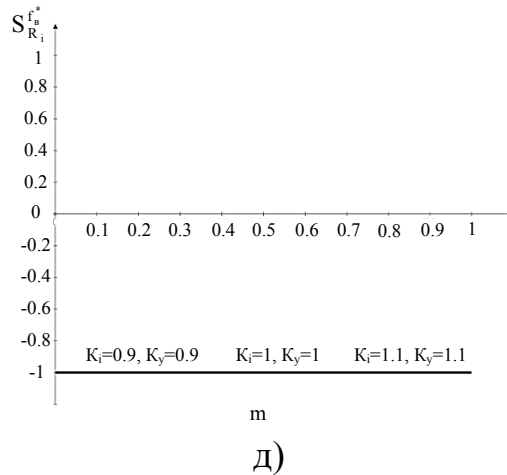


Рис. 2.8 – Функциональная зависимость

$|S_{K_i}^{f_e^*}|$  (а),  $|S_{K_y}^{f_e^*}|$  (б),  $|S_{C_k}^{f_e^*}|$  (в),  $|S_{C_0}^{f_e^*}|$  (г),  $S_{R_i}^{f_e^*}$  (д) от параметра проектирования  $m$

Для ЦК (рис. 2.7) ниже приводятся методики проектирования и схемотехнические решения различных широкополосных усилителей на основе классических транзисторных каскадов, например, каскад с общим коллектором (ОК), общей базой (ОБ) и общим эмиттером, каскодные схемы, дифференциальные каскады и т.д.

**Каскад с общей базой.** Как было описано в разделе 1 коэффициент усиления по напряжению классического ШУ с ОБ (рис. 1.2) при малых напряжениях питания определяется резистором  $R_1$  в коллекторной цепи выходного транзистора.

Причем, верхняя граничная частота  $f_e$ , определяющая качество каскада с ОБ без ЦК (рис. 2.9), находится по формуле:

$$f_e \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_A} \quad (2.66)$$

При реализации ШУ (рис. 2.9) с цепью компенсации на базе неинвертирующего повторителя напряжения ПН1 и неинвертирующего повторителя тока ПТ1 с единичными коэффициентами передачи и емкостью корректирующего конденсатора  $C_{кор} = C_{n1} + C_{кб1} = C_A$  верхняя граничная частота  $f_{e.Б}$  в сравнении с (2.66) возрастает [13]:

$$f_{e.Б} = \frac{1}{2\pi R_1 C_A (1 - \alpha_2 \frac{C_{кор}}{C_A})} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_A (1 - \alpha_2)} \gg f_e, \quad (2.67)$$

где  $\alpha_2 \approx 1$  - коэффициент передачи по току транзистора VT2.



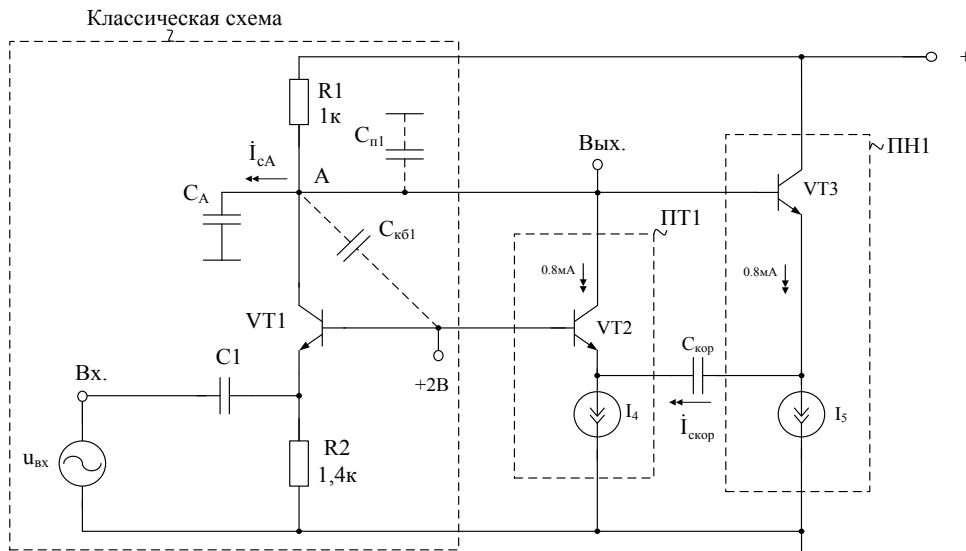


Рис. 2.9 – Схема частотной коррекции каскада с ОБ

Результаты моделирования схемы ШУ с ОБ (рис. 2.9), реализованной по биполярной микронной технологии с  $f_T = 1,7$  ГГц, показывают, что увеличение верхней граничной частоты  $f_{в.Б}$  достигает 6,3 раза без ухудшения  $K_0$  (рис. 2.10).

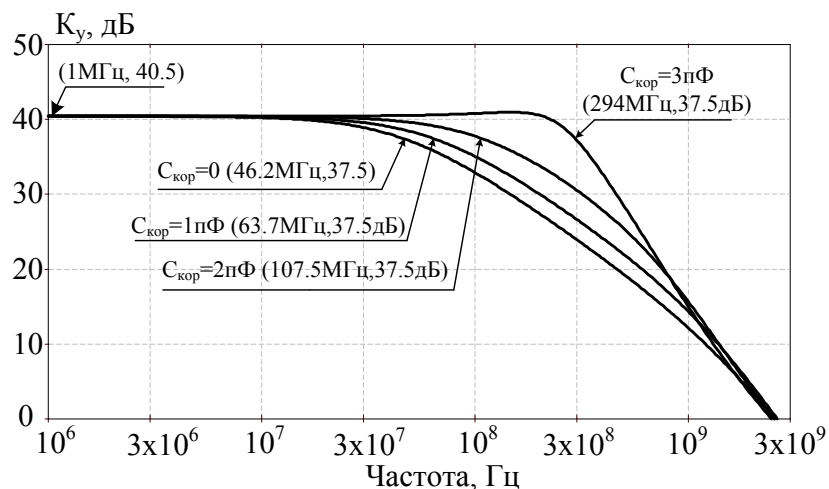


Рис. 2.10 – Амплитудно-частотные характеристики ШУ с ОБ при различных значениях емкости корректирующего конденсатора  $C_{кор}$

Таким образом, подтверждаются ранее сделанные выводы о возможности расширения диапазона рабочих частот классического транзисторного каскада (2.56-2.60).

**Каскад с общим эмиттером и дифференциальный усилитель.** Для расширения частотного диапазона каскада с общим эмиттером в классическую схему (рис. 2.11), вводятся специальные элементы высокочастотной коррекции (ПН1, ПТ1,  $C_{кор}$ ) в соответствии со схемой

(рис. 2.7). Схема частотной коррекции АЧХ каскада с общим эмиттером (ОЭ) приведена на рисунке 2.11 [19].

При  $C_{кор} = C_A$  верхняя граничная частота  $f_{в.э}$  каскада с общим эмиттером возрастает:

$$f_{в.э} = \frac{1}{2\pi R_k C_A (1 - \alpha_1 \frac{C_{кор}}{C_A})} \gg f_{г} = \frac{1}{2\pi R_k C_A} \quad (2.68)$$

где  $\alpha_2 \leq 1$  - коэффициент передачи по току транзистора VT2,  $C_A \approx C_{кб1} + C_{н1}$  - суммарная паразитная емкость в узле «А»,  $\tau_{в.э} = 1/2\pi f_{в.э}$  - постоянная времени в узле «А».

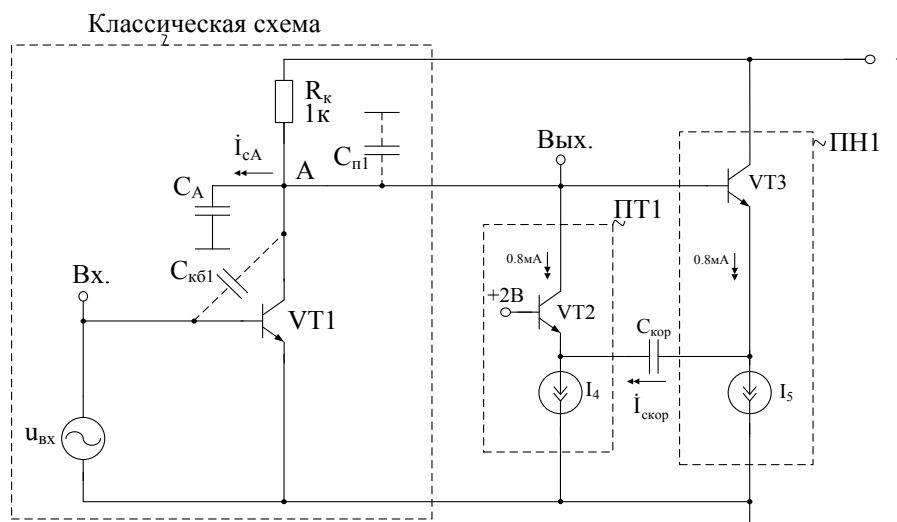


Рис. 2.11 – Схема частотной коррекции АЧХ каскада с общим эмиттером (ОЭ)

Результаты моделирования (рис. 2.12) на моделях биполярной микронной технологии, показывают, что при  $R_k = 1$  кОм выигрыш по  $f_{г}$  достигает 3÷4 раза.

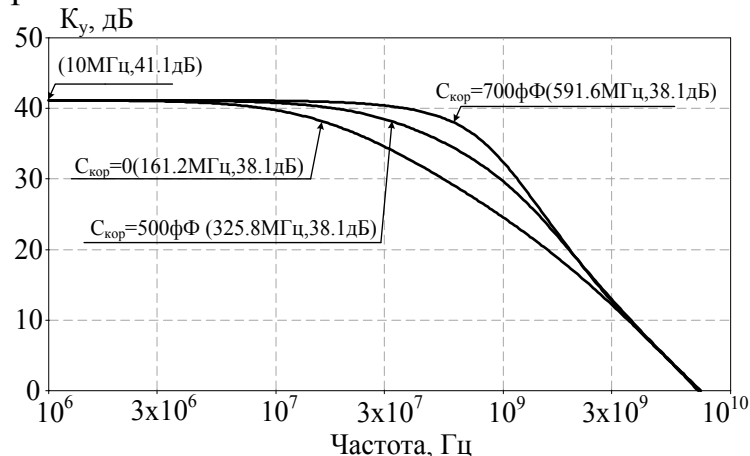


Рис. 2.12 – Амплитудно-частотные характеристики каскада с ОЭ при различных значениях ёмкости корректирующего конденсатора  $C_{кор}$

На рисунке 2.13 показана схема дифференциального ШУ на базе схемы (рис. 2.11) с цепями компенсации на транзисторах VT3-VT6 и конденсаторах  $C_{кор1}$ ,  $C_{кор2}$  [24].

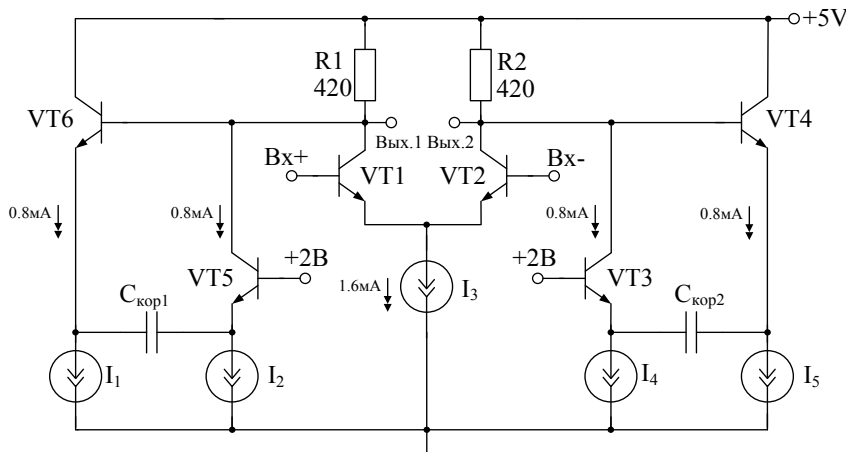


Рис. 2.13 – Широкополосный дифференциальный усилитель на базе каскада с ОЭ

Результаты моделирования на моделях интегральных транзисторов 0,6 мкм кремниевого техпроцесса (рис. 2.14) показывают, что верхняя граничная частота  $f_{г.э}$  увеличивается в сравнении с классической схемой в 2,3 раза без ухудшения  $K_0$ .

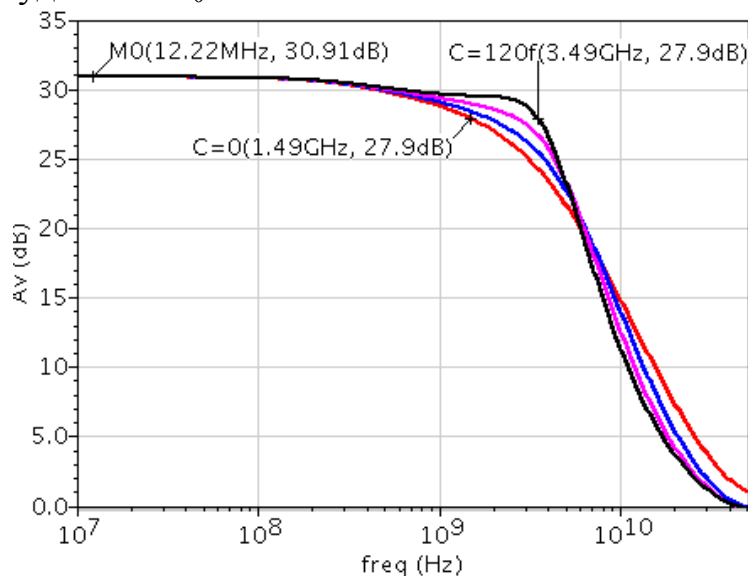


Рис. 2.14 – Амплитудно-частотные характеристики каскада с ОЭ при различных значениях ёмкости корректирующего конденсатора  $C_{кор}$

Таким образом, рассмотренный метод, позволяет увеличить верхнюю граничную частоту  $f_g$  дифференциального каскада и каскада с общим эмиттером. Выигрыш по  $f_g$  достигает 2,3 раз без ухудшения коэффициента усиления по напряжению при использовании кремниевого

техпроцесса с проектными нормами 0,6 мкм, а при использовании биполярной микронной технологии выигрыш достигает 3-4 раз.

**Каскодные усилители.** Основной недостаток схемы с ОЭ – малое входное сопротивление можно устранить, применив каскодную схему (рис. 1.4). Это позволяет устранить эффект Миллера во входном транзисторе и повысить верхнюю граничную частоту. Однако, как и в каскаде с общей базой, постоянная времени, образуемая паразитной емкостью коллектор-подложка, емкостью коллектор-база и эквивалентным сопротивлением в коллекторной цепи выходного транзистора продолжают ограничивать диапазон рабочих частот.

Практическая схема широкополосного каскодного усилителя с цепью компенсации (рис. 2.7) и  $K_y$  равным 24 дБ представлена на рисунке 2.15а [24], а на рисунке 2.15б – его модификация на основе составного транзистора Дарлингтона.

Причем, верхняя граничная частота  $f_{\epsilon}$ , определяющие качество классического каскодного усилителя, находятся по формуле:

$$f_{\epsilon} \approx \frac{1}{2\pi R_{\kappa} C_A} \quad (2.69)$$

В схеме (рис. 2.15а) в качестве буферного усилителя используется каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель), а в качестве усилителя тока – каскад с общей базой. При выборе емкости корректирующего конденсатора  $C_{кор} = C_{n1} + C_{кб1} = C_A$  верхняя граничная частота  $f_{\epsilon.КД}$  в сравнении с (2.70) возрастает:

$$f_{\epsilon.КД} = \frac{1}{2\pi R_{\kappa} C_A (1 - \alpha_5 \frac{C_{кор}}{C_A})} \approx \frac{1}{2\pi R_{\kappa} C_A (1 - \alpha_5)} \gg f_{\epsilon}, \quad (2.70)$$

где  $\alpha_5 \leq 1$  – коэффициент передачи тока эмиттера транзистора VT5.

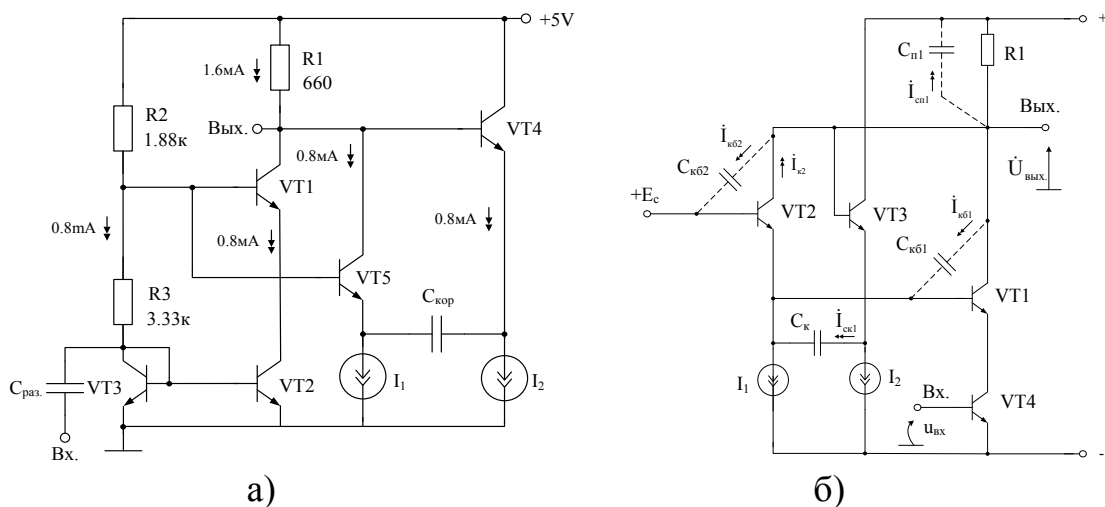


Рис. 2.15 – Широкополосный каскодный усилитель с цепью компенсации, рис. 2.7 а) и его модификация на базе составного

транзистора Дарлингтона б)

В практической схеме каскодного ШУ (рис. 2.15а), реализованной по кремниевому техпроцессу с проектными нормами 0,6 мкм ( $f_T$  n-p-n транзисторов 8.5 ГГц) верхняя граничная частота  $f_{с.Б}$  увеличивается в сравнении с классической схемой (рис. 1.4) в 2,4 раза без ухудшения  $K_0$  (рис. 2.16).

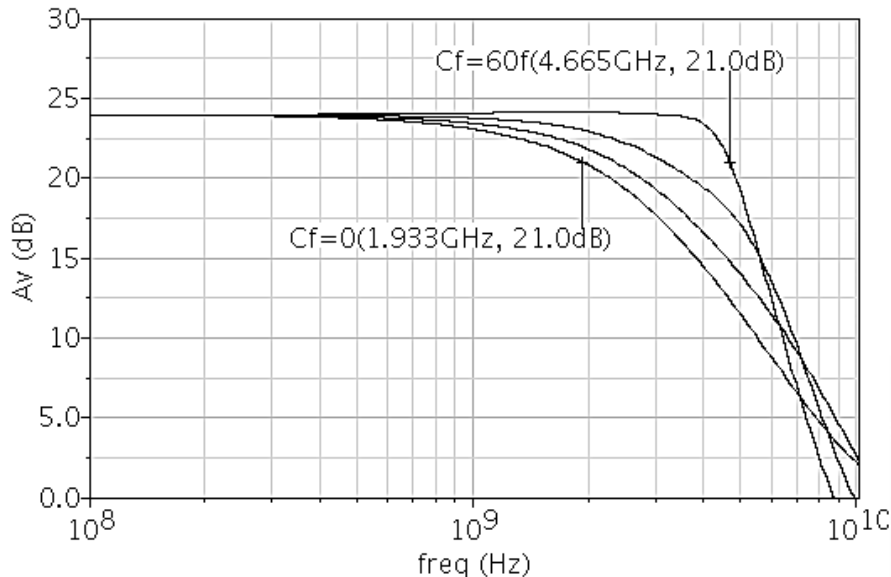


Рис. 2.16 – Амплитудно-частотные характеристики ШУ с ОБ при различных значениях емкости корректирующего конденсатора  $C_{кор}$

Таким образом, диапазон рабочих частот в модифицированном каскодном усилителе с цепью компенсации (рис. 2.7) расширяется в 2,4 раза без ухудшения коэффициента усиления по напряжению при использовании кремниевого техпроцесса с проектными нормами 0,6 мкм.

**Каскад с общим коллектором (стоком).** В тех случаях, когда необходимо обеспечить малое выходное сопротивление используются широкополосные повторители напряжения (ШПН), которые реализуются как схема с общим стоком (рис. 2.17) или как схема с общим коллектором. ШПН часто используются в выходных каскадах таких распространенных микросхем устройств автоматики, как операционные усилители, усилители мощности и т.д. [13,14,29,30].

Как было показано в разделе 1, верхняя граничная частота ( $f_c$ ) схемы с общим коллектором существенно снижается при работе на емкостную нагрузку. Это утверждение так же справедливо для каскада с общим стоком (рис. 2.17). В схеме (рис. 2.17) так же может быть использована цепь компенсации (рис. 2.7). Обобщенная схема коррекции АЧХ истокового повторителя на базе неинвертирующих повторителей тока и напряжения (рис. 2.7) показана на рисунке 2.18 [17].

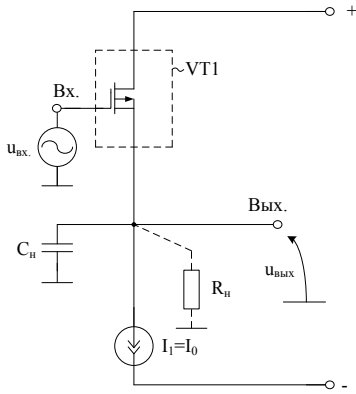


Рис. 2.17 – Классический ПН с емкостной нагрузкой

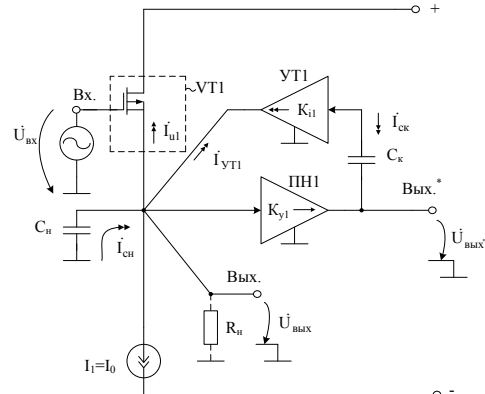


Рис. 2.18 – Схема ШПН на основе каскада с общим истоком

Комплексный коэффициент передачи по напряжению схемы (рис. 2.18) определяется уравнением:

$$\dot{K}_{\Pi} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{S_1 R_n} + j\omega \dot{t}_e}, \quad (2.71)$$

$$\text{где } \dot{t}_e = [C_n - C_k \dot{K}_{y1} \dot{K}_{i1}] S_1^{-1}. \quad (2.72)$$

Если обеспечить  $\dot{K}_{y1} = 1$ ,  $\dot{K}_{i1} = 1$ , то, как следует из (2.71) и (2.72), условием уменьшения влияния емкости нагрузки  $C_n$  на амплитудно-частотную характеристику ШПН (рис. 2.18) будут равенства [20]:

$$\begin{cases} \dot{t}_e = 0 \\ \frac{C_k}{C_n} K_{y1} K_{i1} = 1 \end{cases} \quad (2.73)$$

Следовательно, в первом приближении емкости конденсаторов  $C_k$  и  $C_n$  должны удовлетворять неравенству  $C_k \leq C_n$ .

Таким образом, в схеме (рис. 2.18) [24] создаются условия для существенного расширения малосигнального диапазона рабочих частот, который на практике будет определяться (или ограничиваться) инерционностью неинвертирующего усилителя тока УТ1 и повторителя напряжения ПН1. Однако, эти функциональные узлы могут быть выполнены на более высокочастотных (чем полевые) биполярных транзисторах, так как для их построения не требуется иметь высокие входные сопротивления и другие свойства, которые недопустимы для входного транзистора VT1 (малый уровень шумов, близкая к нулю входная проводимость, широкий диапазон линейной работы и т.п.).

Аналогично схеме (рис. 2.18) строится схема коррекции АЧХ эмиттерного повторителя (рис. 2.19), где повторитель напряжения и усилитель тока реализованы в виде каскад с общим коллектором и каскада с общей базой соответственно.

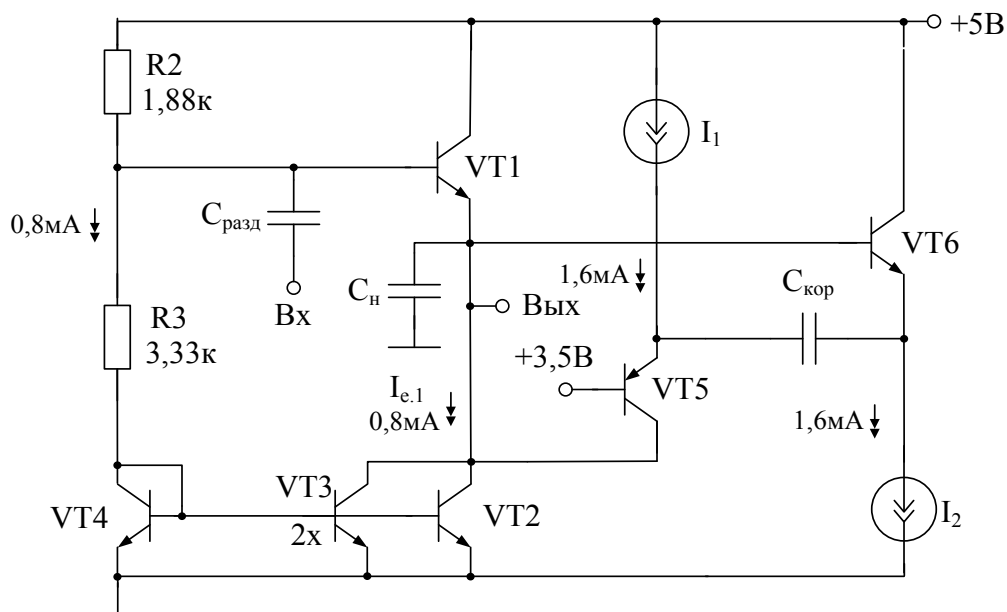


Рис. 2.19 – Широкополосный усилитель на основе эмиттерного повторителя (схемы с ОК)

На рисунке 2.20 показаны результаты моделирования малосигнальных параметров усилителя на моделях 0,6 мкм кремниевого техпроцесса схемы (рис. 2.19) при различных значениях корректирующего конденсатора  $C_{кор}$ .

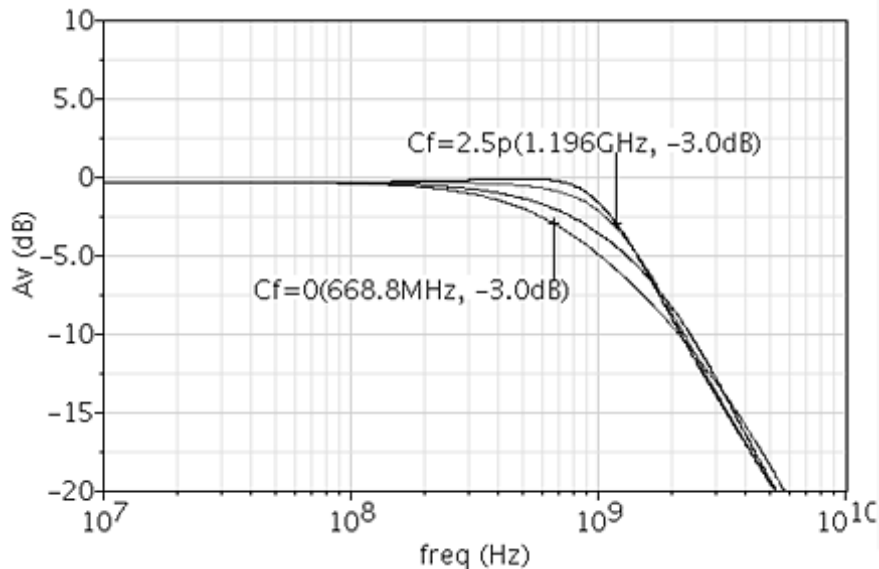


Рис. 2.20 – Амплитудно-частотные характеристики модифицированного эмиттерного повторителя при различных значениях конденсатора  $C_{кор}$

Верхняя граничная частота  $f_e$  рассматриваемого повторителя напряжения увеличивается до 1,196 ГГц при емкости нагрузки  $C_n = 2,5$  пФ, при том, что  $f_e$  классического повторителя напряжения без коррекции составляет 668,8 МГц, что в 1,8 раза меньше.

На рисунке 2.21 показан график изменения выходного напряжения повторителя (рис. 2.19) при  $C_{кор} = 0$  и  $C_{кор} = 2,5$  пФ при подаче на вход импульсного сигнала с амплитудой 1 В, а так же значения времени спада фронта импульса «t\_fall» для различных емкостей конденсатора  $C_{кор}$ .

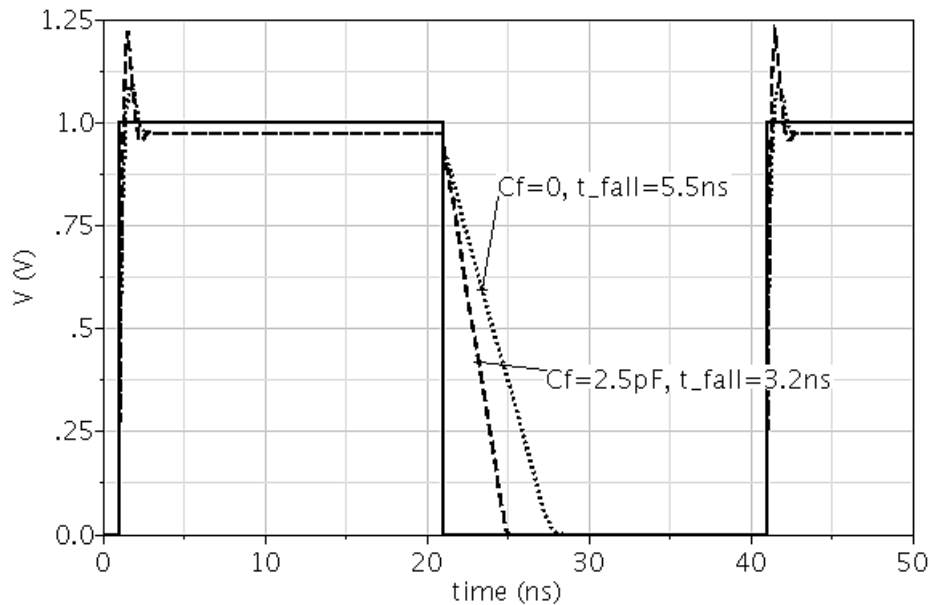


Рис. 2.21 – Напряжение на выходе схемы (рис. 2.19)

Анализ результатов моделирования показывает, что в схеме (рис. 2.19) происходит компенсация паразитной составляющей нагрузки, расширяется диапазон рабочих частот и повышается быстродействие.

## 2.4 Цепь компенсации на базе усилителя напряжения

Полученные ранее требования к цепи компенсации  $S_k(p)$  широкополосного усилителя могут быть реализованы в схеме (рис. 2.22).

**Анализ цепи компенсации.** Для схемы (рис. 2.22) можно найти, что при  $K_y > 1$ :

$$S_k(p) = \frac{I_k(p)}{U_{вых}(p)} = (K_y - 1)pC_k. \quad (2.74)$$



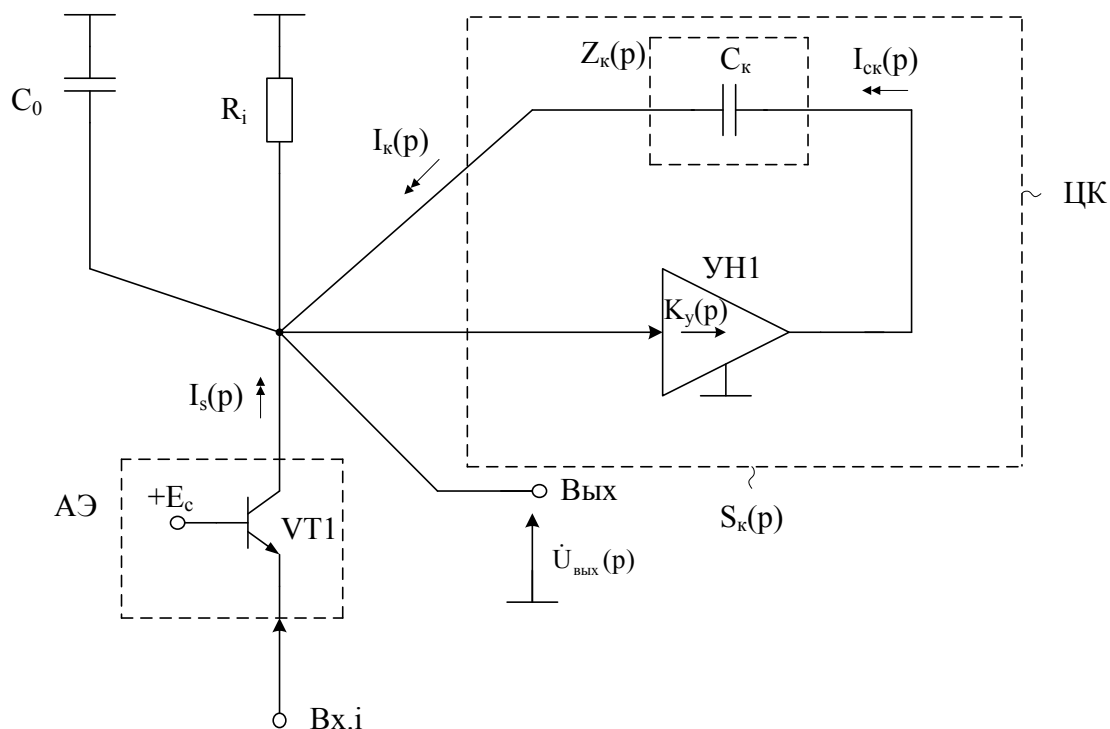


Рис. 2.22 – ШУ с цепью компенсации на базе неинвертирующего усилителя напряжения (УН1) с  $K_y > 1$

При времени установления переходного процесса  $t_{ycm}^* \rightarrow 0$  емкость цепи компенсации:

$$C_k = \frac{C_0}{K_y - 1} - \frac{t_{ycm}^*}{3R_i} \leq \frac{C_0}{K_y - 1} \quad (2.75)$$

или

$$C_k = C_0 \left[ \frac{1}{K_y - 1} - \frac{t_{ycm}^*}{t_{ycm}} \right]. \quad (2.76)$$

Если  $K_y = 2$ , то  $C_k \leq C_0$ . Для случая, когда  $K_y = 1,1$ , конденсатор цепи компенсации должен иметь емкость  $C_k = 10C_0$ .

Верхняя граничная частота ШУ  $f_v^*$  с учетом влияния цепи компенсации:

$$f_v^* = \frac{f_\epsilon}{1 - S_k/C_0} = \frac{f_\epsilon}{1 - (K_y - 1)C_k/C_0}, \quad (2.77)$$

где  $f_\epsilon = \frac{1}{2\pi C_0 R_i}$  – верхняя граничная частота ШУ без компенсации,

$S_k = (K_y - 1) C_k$  – параметр цепи компенсации.

При заданных значениях  $C_0$ ,  $f_\epsilon^*$ ,  $f_\epsilon$  и  $K_y > 1$  емкость цепи компенсации должна выбираться из уравнения:

$$C_{\kappa} = \frac{C_0}{K_y - 1} (1 - f_{\epsilon} / f_{\epsilon}^*). \quad (2.78)$$

Верхняя граничная частота схемы (рис. 2.22) определяется формулой:

$$f_{\epsilon} = \frac{1}{2\pi R_i [C_0 - (K_y - 1)C_{\kappa}]}, \quad (2.79)$$

Функции чувствительности верхней граничной частоты от изменения параметров  $K_y$  (2.80),  $C_{\kappa}$  (2.81),  $C_0$  (2.82) и  $R_i$  (2.83) для схемы (рис. 2.22) имеют вид:

$$S_{K_y}^{f_{\epsilon}^*} = \frac{C_{\kappa} K_y}{C_0 - C_{\kappa} (K_y - 1)}, \quad (2.80)$$

$$S_{C_{\kappa}}^{f_{\epsilon}^*} = \frac{C_{\kappa} (K_y - 1)}{C_0 - C_{\kappa} (K_y - 1)}, \quad (2.81)$$

$$S_{C_0}^{f_{\epsilon}^*} = -\frac{C_0}{C_0 - C_{\kappa} (K_y - 1)}, \quad (2.82)$$

$$S_{R_i}^{f_{\epsilon}^*} = -1. \quad (2.83)$$

На рисунке 2.22 показаны функциональные зависимости  $S_{K_y}^{f_{\epsilon}^*}$ ,  $S_{C_{\kappa}}^{f_{\epsilon}^*}$ ,  $S_{C_0}^{f_{\epsilon}^*}$ ,  $S_{R_i}^{f_{\epsilon}^*}$  от параметра проектирования  $m$ , где  $m$  это отношение корректирующей емкости  $C_{\kappa}$  к эквивалентной емкости  $C_0$  схемы  $m = C_{\kappa} / C_0$ .

Графики (рис. 2.22) позволяют при проектировании цепи компенсации выбрать емкость корректирующего конденсатора  $C_{\kappa}$  исходя из требуемых параметров по чувствительности к изменению параметров схемы.

Анализ графиков (рис. 2.21) показывает, что максимальную чувствительность цепь компенсации имеет при условии полной компенсации емкости  $C_0$ , когда  $K_y = 2$ ,  $m = 1$ . Относительно малые чувствительности (до 5) можно получить, выбирая значения параметра проектирования  $m < 0,7$ .

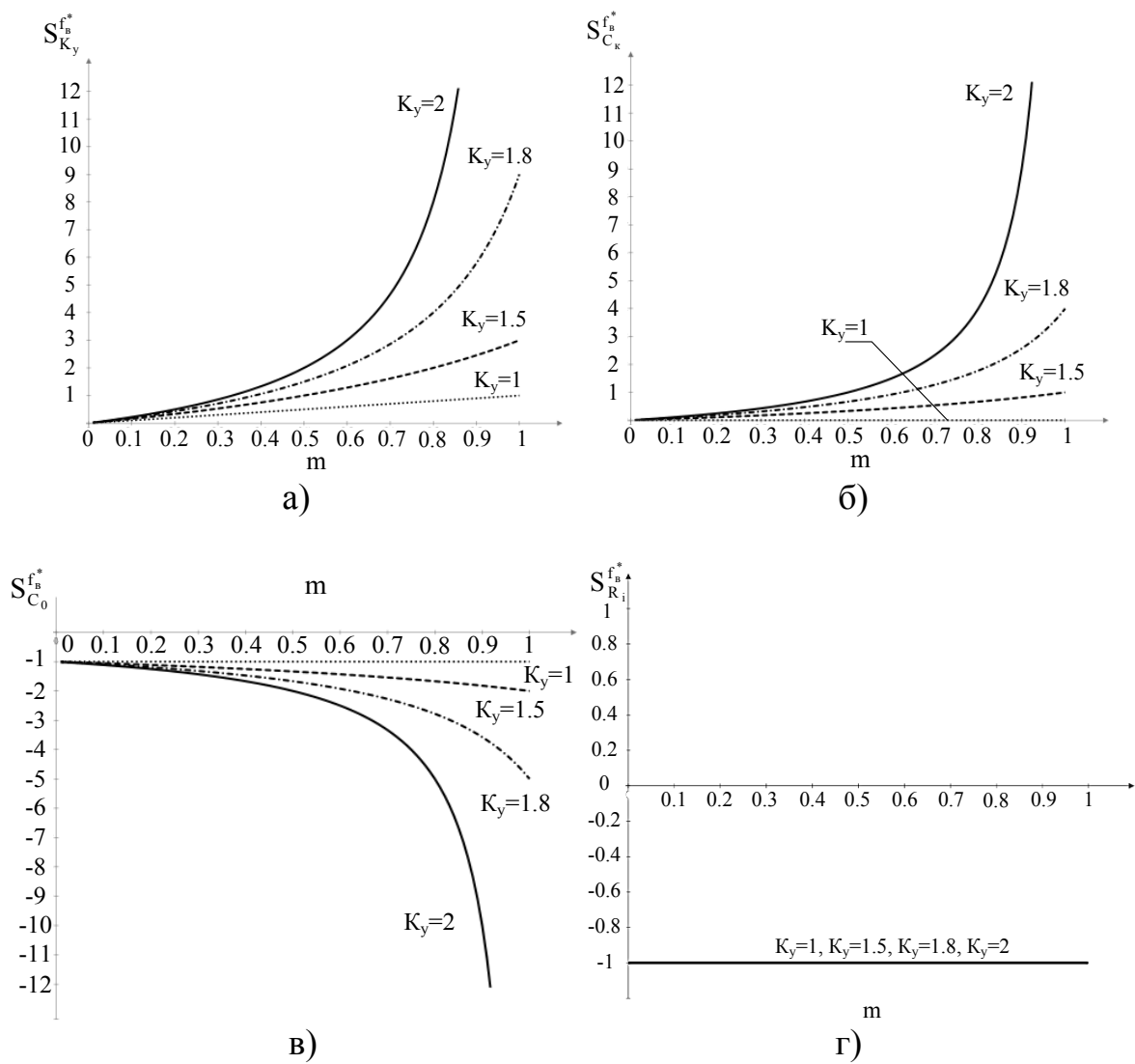


Рис. 2.23 – Функциональная зависимость  $S_{K_y}^{f*}$  (а),  $S_{C_k}^{f*}$  (б),  $S_{C_0}^{f*}$  (в),  $S_{R_i}^{f*}$  (г) от параметра проектирования  $m$

В соответствии с целью компенсации (рис. 2.22) возможно разработка методик проектирования различных широкополосных усилителей на основе классических транзисторных каскадов, например, каскад с общим коллектором (ОК), общей эмиттером (ОЭ) и т.д.

**Каскад с общим эмиттером.** На рисунке 2.24 показана схема ШУ на основе каскада с ОЭ, использующая цепь компенсации на базе неинвертирующего усилителя напряжения (рис. 2.22).

При этом для схемы (рис. 2.2) справедливы следующие уравнения Кирхгофа:

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_{\text{облх}}}{\dot{Z}_{CA}}, \quad (2.84)$$

$$\dot{I}_{\text{скор}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{Z}_{\text{скор}}} (K_y - 1), \quad (2.85)$$

где  $\dot{I}_A$ ,  $\dot{I}_{\text{скор}}$  – комплексы токов через конденсаторы  $C_A$  и  $C_{\text{кор}}$ ,  $\dot{U}_{\text{вых}}$  – комплекс напряжения на выходе «Вых»,  $\dot{Z}_{CA} = \frac{1}{j\omega C_A}$  – комплексное сопротивление паразитного конденсатора  $C_A$  на частоте сигнала  $\omega$ ,  $\dot{Z}_{\text{скор}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{кор}}}$  – комплексное сопротивление корректирующего конденсатора  $C_{\text{кор}}$  на частоте сигнала  $\omega$ ,  $K_y$  – коэффициент усиления по напряжению неинвертирующего усилителя напряжения УН1.

Напряжение  $\dot{U}_{\text{вых}}$  создает в корректирующем конденсаторе  $C_{\text{кор}}$  комплекс тока  $\dot{I}_{\text{скор}}$ . Поэтому в выходной цепи «Вых» ШУ обеспечивается взаимная компенсация токов  $\dot{I}_{CA}$  и  $\dot{I}_{\text{скор}}$  и, следовательно, взаимная компенсация влияния емкостей конденсаторов  $C_A$  и  $C_{\text{кор}}$  на верхнюю граничную частоту  $f_6$  устройства.

При этом необходимо выполнить условие:

$$C_{\text{кор}} = \frac{C_A}{K_y - 1}, \quad (2.86)$$

где  $K_y > 1$ ,  $C_A = C_{n1} + C_{кб1}$ .

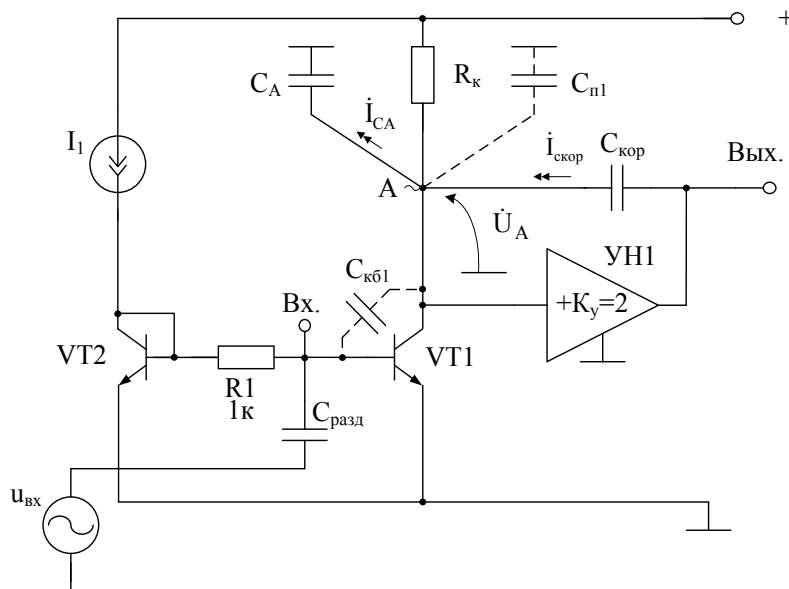


Рис. 2.24 – Схема скорректированного каскада с ОЭ

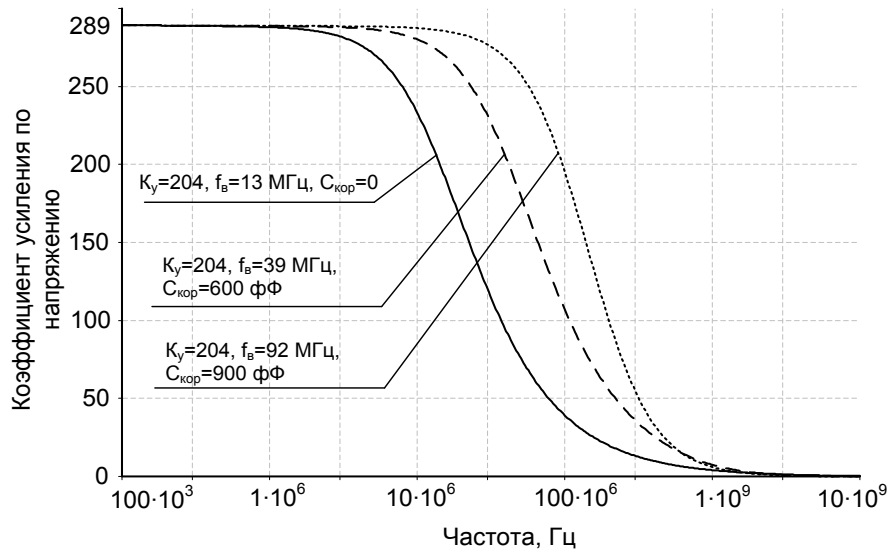


Рис. 2.25 – Амплитудно-частотная характеристика схемы (рис. 2.24) при различных значениях корректирующего конденсатора  $C_{кор}$

Данные методы могут использоваться в схемах, где требуется низкое напряжение питания, т.к. дополнительные цепи компенсации подключаются параллельно и не создают «многоярусную» структуру, так же в схемах, где невозможно использование активных нагрузок на р-п-р транзисторах из за технологических или других ограничений.

**Каскад с общим коллектором (стоком).** Для истокового повторителя напряжения (ИПН) так же применима цепь компенсации, представленная на рисунке 2.22.

Комплексный коэффициент передачи по напряжению ИПН (рис. 2.26) [10]:

$$K_n(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{\Sigma}}, \quad (2.87)$$

где  $\tau_{\Sigma} = R_3[C_n + C_{кор}(1 - K_y)]$ .

При этом верхняя граничная частота ИПН

$$f_{\Sigma} = \frac{1}{2\pi R_3 [C_n + C_{кор}(1 - K_y)]}. \quad (2.88)$$

Условие частотной независимости коэффициента передачи ИПН (рис. 2.26) (2.87) можно представить в виде ограничений на параметры  $C_{кор}$  и  $K_y$ :

$$\begin{cases} C_{кор} = \frac{C_n}{K_y - 1} \\ K_y > 1 \end{cases} \quad (2.89)$$

Если  $K_y = 2$ , то емкость дополнительного конденсатора  $C_{кор} = C_n$ . При  $K_y = 1,1$  численные значения  $C_{кор} = 10C_n$  и т.п.

Важное достоинство ИПН (рис. 2.26) – это независимость условий расширения частотного диапазона от сопротивления резистора нагрузки  $C_H$ , который может изменяться.

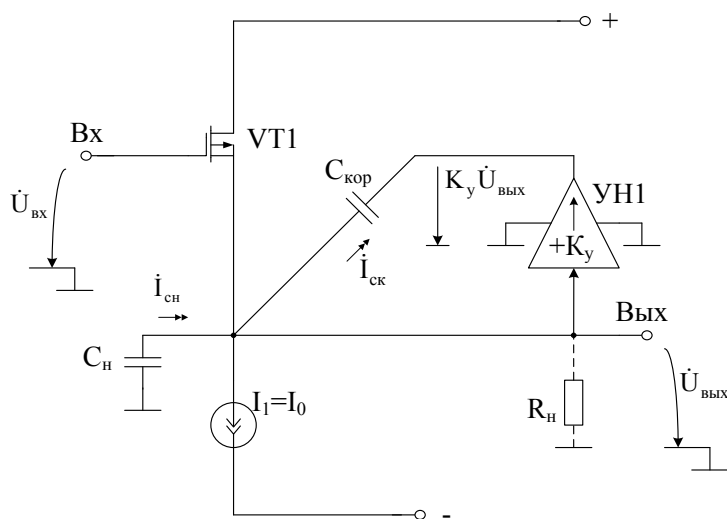


Рис. 2.26 – Схема ШУ с цепью компенсации на основе усилителя напряжения

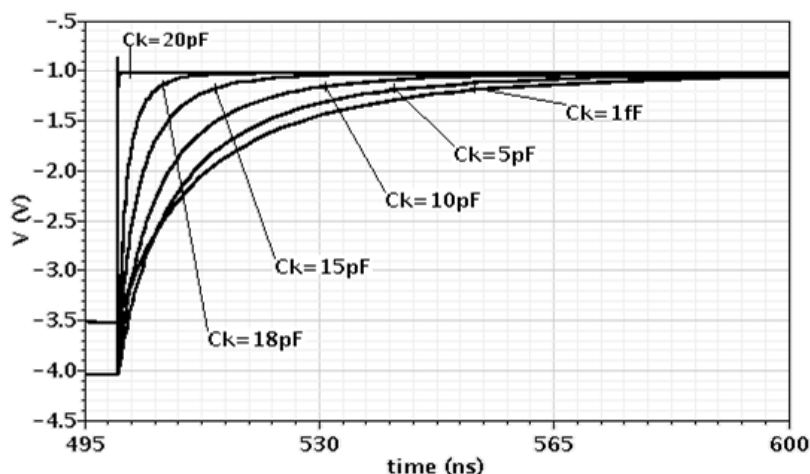


Рис. 2.27 – Переходный процесс выходного сигнала ШУ (рис. 2.24) при различных значениях емкости  $C_{кор}$  от 0 до 20 пФ.

В таблице 2.2 показаны численные значения времени установления переходного процесса  $t_{уст}$  для ИПН (рис. 2.26) при различных значениях емкости  $C_{кор}$ .

Т а б л и ц а 2.2

**Время установления переходного процесса**

$C_{кор}$ , пФ	0	5	10	15	18
$t_{уст}$ , нс	57	40	27	15	7

Из рисунка 2.27 и таблицы 2.2 следует, что время установления

переходного процесса для данной полярности выходного напряжения в ИПН уменьшается – с 40 нс (ИПН без цепи компенсации) до 50 пс, т.е. более чем в 800 раз.

## 2.5 Цепь компенсации на базе усилителя тока

**Анализ цепи компенсации.** Ранее было показано, что для расширения диапазона рабочих частот ШУ цепь компенсации  $S_K(p)$  должна быть дифференцирующим звеном. Данное требование реализуется в схеме (рис. 2.28).

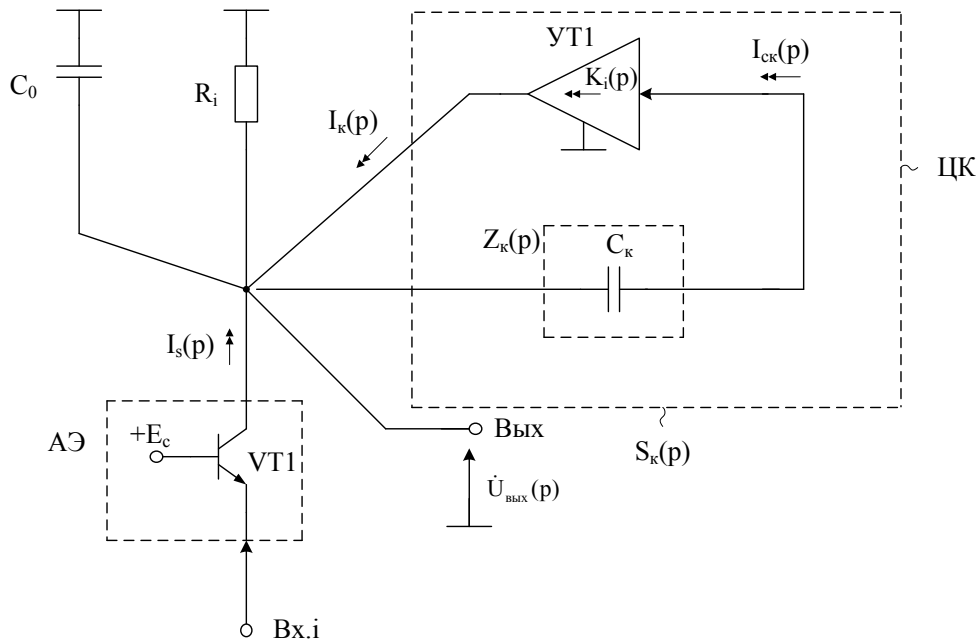


Рис. 2.28 – ШУ с цепью компенсации на базе усилителя тока (УТ1) с  $K_i > 1$

Передаточная функция цепи компенсации (ЦК) с учетом шунтирующего влияния ее входного импеданса на эквивалентную емкость  $C_0$ :

$$S_K(p) = \frac{I_K(p)}{U_{\text{вых}}(p)} = K_i p C_K. \quad (2.90)$$

При этом усилитель тока УТ1 должен иметь  $K_i > 1$ , а емкость цепи компенсации  $C_K$  при заданном  $t_{ycm}^*$  определяется уравнением:

$$C_K = \frac{C_0}{K_i - 1} - \frac{t_{ycm}^*}{3R_i} \leq \frac{C_0}{K_i - 1}. \quad (2.91)$$

Из (2.91) можно получить, что:

$$C_K = C_0 \left[ (K_i - 1)^{-1} - t_{ycm}^* / t_{ycm} \right] \quad (2.92)$$

Если  $K_i = 2$ , то  $C_K \leq C_0$ . При  $K_i = 1,1$  получаем, что  $C_K \leq 10C_0$ .

Верхнюю граничную частоту скорректированного ШУ с учетом шунтирующего влияния  $C_K$  можно найти из уравнения:

$$f_{\epsilon}^* = \frac{f_{\epsilon}}{1 - \frac{S_K}{(C_0 + C_K)}}, \quad (2.93)$$

где  $f_{\epsilon} = \frac{1}{2\pi(C_0 + C_K)R_i}$  - верхняя граничная частота ШУ без цепи компенсации (когда  $K_i = 0$ ) с учетом шунтирующего влияния  $C_K$ . Или после преобразований:

$$f_{\epsilon}^* = \frac{f_{\epsilon}}{1 - K_i(1 + C_0/C_K)^{-1}} = f_{\epsilon}N_f, \quad (2.94)$$

где  $N_f = [1 - K_i(1 + C_0/C_K)^{-1}]^{-1}$ .

В общем случае при  $K_i > 1$  емкость цепи компенсации:

$$C_K = \frac{C_0}{\frac{K_i}{1 - f_{\epsilon}/f_{\epsilon}^*} - 1}. \quad (2.95)$$

Для существенного повышения  $f_{\epsilon}^*$  необходимо, чтобы при  $K_i > 1$ :

$$C_K = \frac{C_0}{K_i - 1} < C_0. \quad (2.96)$$

Верхняя граничная частота схемы (рис. 2.28) определяется формулой:

$$f_{\epsilon}^* = \frac{1}{2\pi R_i [C_0 + C_K(1 - K_i)]}. \quad (2.97)$$

Функции чувствительности верхней граничной частоты от изменения параметров  $K_i$  (2.98),  $C_K$  (2.99),  $C_0$  (2.100) и  $R_i$  (2.101) для схемы (рис. 2.28) имеют вид:

$$S_{K_i}^{f_{\epsilon}^*} = \frac{C_K K_i}{C_0 - C_K(K_i - 1)}, \quad (2.98)$$

$$S_{C_K}^{f_{\epsilon}^*} = \frac{C_K(K_i - 1)}{C_0 - C_K(K_i - 1)}, \quad (2.99)$$

$$S_{C_0}^{f_{\epsilon}^*} = -\frac{C_0}{C_0 - C_K(K_i - 1)}, \quad (2.100)$$

$$S_{R_i}^{f_{\epsilon}^*} = -1. \quad (2.101)$$

На рисунке 2.29 показаны функциональные зависимости чувствительностей  $S_{K_i}^{f_{\epsilon}^*}$ ,  $S_{C_K}^{f_{\epsilon}^*}$ ,  $S_{C_0}^{f_{\epsilon}^*}$ ,  $S_{R_i}^{f_{\epsilon}^*}$  от параметра проектирования  $m$ , где  $m$  это отношение корректирующей емкости  $C_K$  к эквивалентной емкости  $C_0$



схемы  $m = C_\kappa / C_0$ .

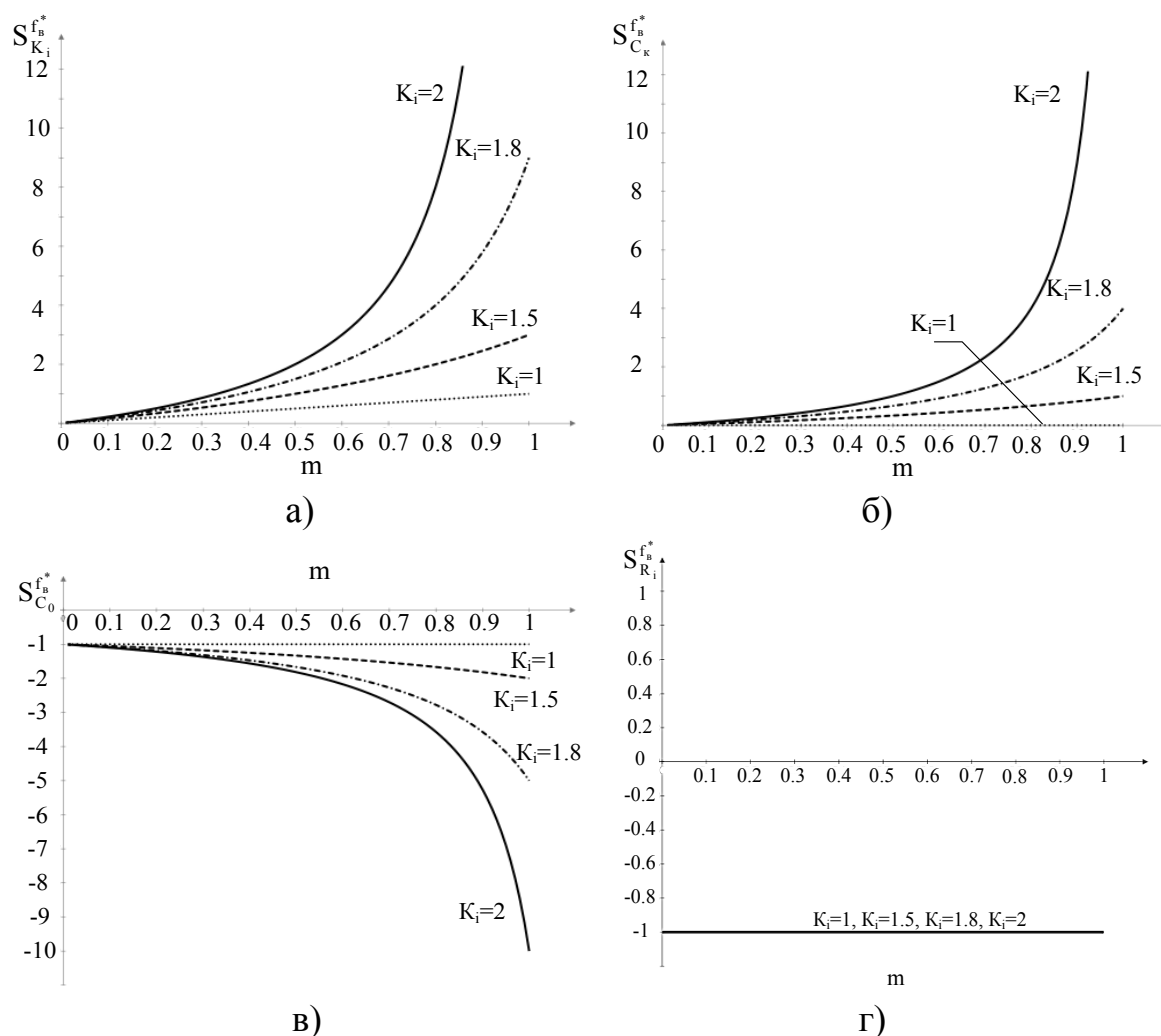


Рис. 2.29 – Функциональная зависимость чувствительностей  $S_{K_i}^{f_a^*}$  (а),  $S_{C_\kappa}^{f_b^*}$  (б),  $S_{C_0}^{f_b^*}$  (в),  $S_{R_i}^{f_b^*}$  (г) от параметра проектирования  $m$

Графики (рис. 2.29) позволяют при проектировании цепи компенсации выбрать емкость корректирующего конденсатора  $C_\kappa$  исходя из требуемых параметров по чувствительности к изменению параметров схемы. Относительно малые чувствительности (до 5) можно получить, выбирая параметр проектирования  $m < 0,7$ .

На основе цепи компенсации (рис. 2.28) возможна разработка методик проектирования различных широкополосных классических транзисторных каскадов, например, каскадов с ОК, каскодных схем и т.д.

**Каскодные усилители.** Схема каскодного усилителя ранее исследованной цепью компенсации (рис. 2.28) показана на рисунке 2.30.

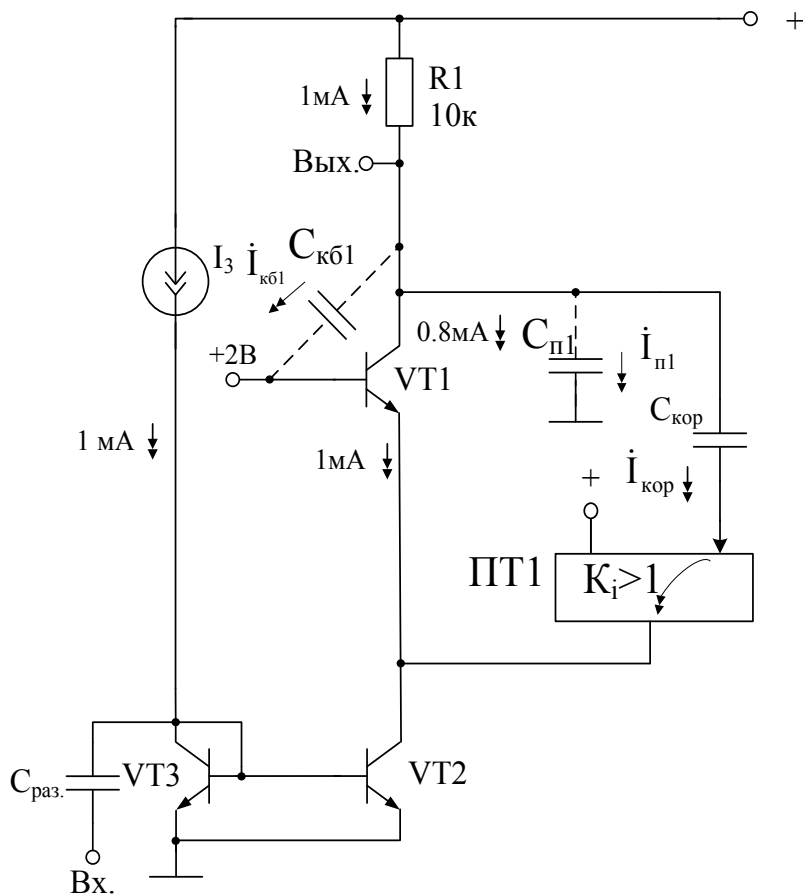


Рис. 2.30 – Схема каскодного усилителя с ЦК, рис. 2.28

Для повышения верхней граничной частоты  $f_e$  схемы (рис. 2.30) емкость корректирующего конденсатора  $C_{кор}$  при  $K_i \alpha_1 - 1$  рассчитывается по формуле

$$C_{кор} \leq \frac{C_{n1} + C_{кб1}}{K_i \alpha_1 - 1}, \quad (2.102)$$

где  $C_{n1}$ ,  $C_{кб1}$  – паразитная емкость на подложку в цепи коллектора транзистора VT1 и емкость коллектор-база транзистора VT1,  $K_i$  – коэффициент усиления усилителя тока ПТ1,  $\alpha_1$  – коэффициент передачи тока эмиттера выходного транзистора VT1.

В конечном итоге при выполнении условия (2.82) диапазон рабочих частот КУ (рис. 2.30) расширяется. На рисунке 2.31 показана амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ (рис. 2.30) при разных значениях емкости корректирующего конденсатора  $C_{кор}$ . Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот скорректированного каскодного усилителя расширяется более чем в 5 раз.

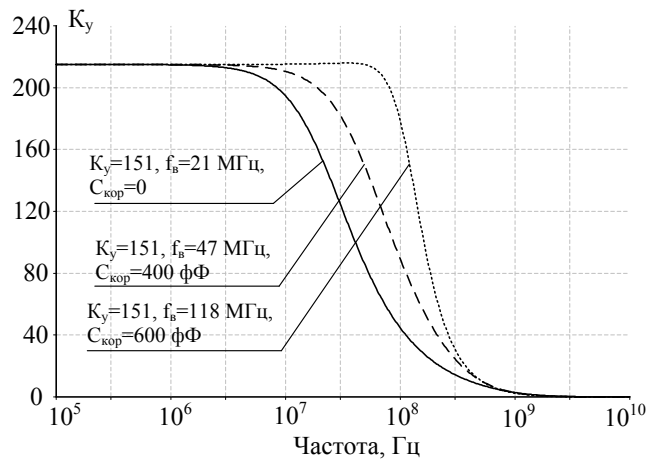


Рис. 2.31 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ при разных значениях емкости корректирующего конденсатора

Для повышения верхней граничной частоты каскодного усилителя применяются двойные каскодные усилители [83].

На рисунке 2.32 показана схема двойного каскодного усилителя с цепью компенсации (рис. 2.28). Если выбрать сопротивление вспомогательного резистора R3 значительно больше, чем входное сопротивление транзистора VT2 по цепи истока, то ток стока транзистора VT1

$$I_{c31} = \alpha_1 \alpha_2 I_{c3.1}^{***} \quad (2.103)$$

где  $\alpha_i = 1$  – коэффициент передачи тока истока  $i$ -го транзистора (VT1 и VT2),  $I_{c3.1}^{***} = I_{c3.1}^{**} = I_{c3.1}^* = I_{c3.1}$  – составляющие тока  $I_{c3.1}$  в разных ветвях схемы рис. 2.21.

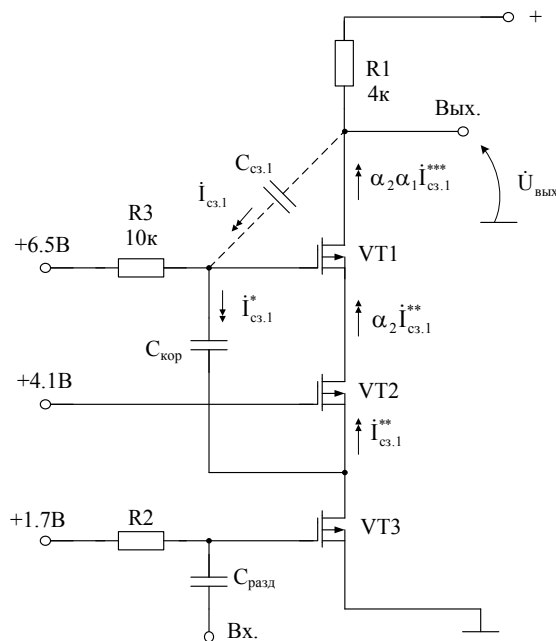


Рис. 2.32 – Схема двойного каскодного усилителя с цепью компенсации

Таким образом, в выходной цепи «Вых» КУ обеспечивается взаимная компенсация токов  $\dot{I}_{c3,1}$ ,  $\dot{I}_{c3,1} = \alpha_2 \alpha_1 \dot{I}_{c3,1}^{***}$ , что подтверждается результатами моделирования в среде Cadence Virtuoso (рис. 2.33).

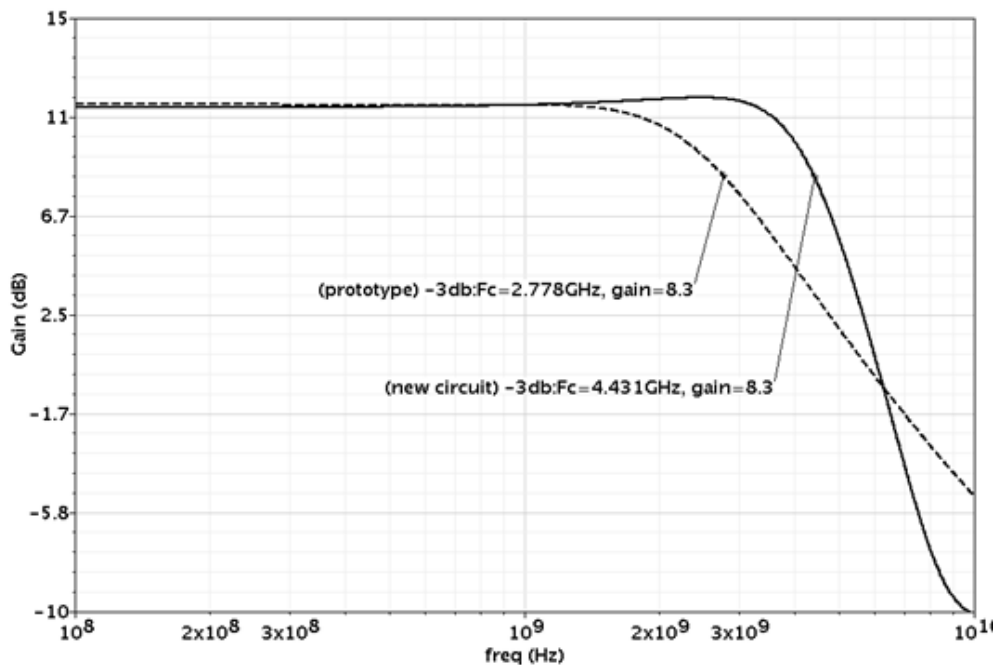


Рис. 2.33 – Амплитудно-частотная характеристика КУ (рис. 2.32) с корректирующим конденсатором и без корректирующего конденсатора

**Усилители на составных транзисторах.** Ранее было рассмотрено применение метода компенсации  $C_0$  на базе неинвертирующего усилителя тока на примере собственной компенсации паразитных импедансов, для которого необходим дополнительный корректирующий конденсатор. В некоторых случаях использование конденсатора можно избежать, если использовать принцип взаимной компенсации импедансов, например, в схеме составного транзистора (СТ) Дарлингтона, который часто применяется в каскодных усилителях и так же обладает паразитными емкостями коллектор-база  $C_{к1}$  и  $C_{к2}$ .

На рисунке 2.34 показана схема СТ с цепью компенсации (рис. 2.28) [22].

Приращение напряжения на коллекторе « $K_2$ » составного транзистора в схеме (рис. 2.34) вызывает изменение тока  $\dot{I}_{ck2}$  через паразитную емкость коллектор-база  $C_{к2}$  выходного транзистора VT2. Данный ток поступает на вход, а затем на выход неинвертирующего усилителя тока УТ1:

$$\dot{I}_{вых.УТ1} = K_i \dot{I}_{ck2}, \quad (2.104)$$

где  $K_i$  – коэффициент усиления по току неинвертирующего усилителя тока УТ1.

Таким образом, комплекс коллекторного тока транзистора VT2 и,

следовательно, суммарный ток коллектора  $I_{\kappa\Sigma}$  составного транзистора

$$\dot{I}_{\kappa 1} = \alpha_1 K_i \dot{I}_{\kappa 2}, \quad (2.105)$$

$$\dot{I}_{\kappa\Sigma} = \dot{I}_{\kappa 2} + \dot{I}_{\kappa 1} - \alpha_1 K_i \dot{I}_{\kappa 2}. \quad (2.106)$$

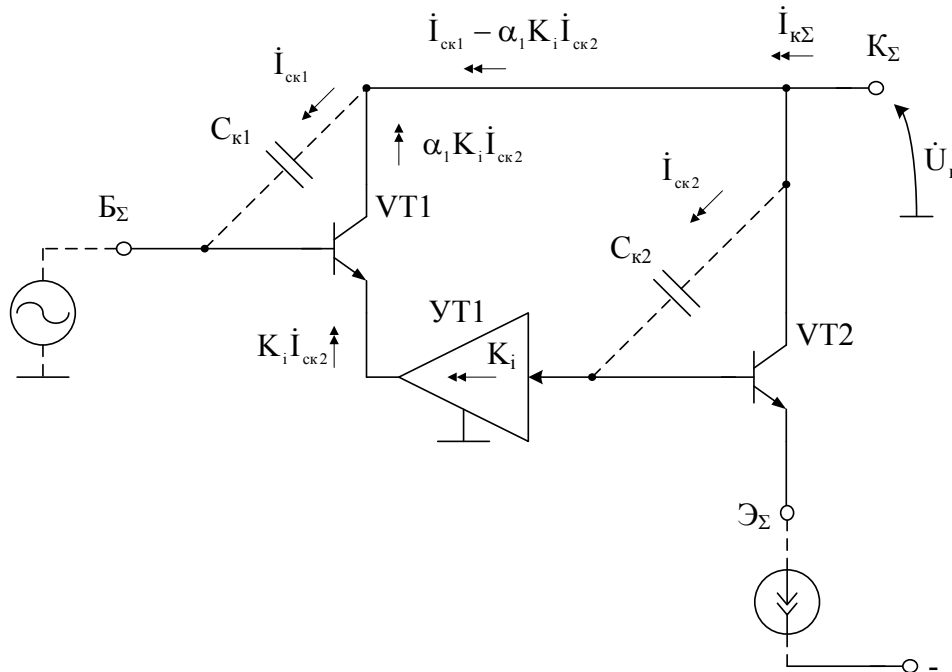


Рис. 2.34 – Схема широкополосного СТ

Из (2.106) следует, что эффективная выходная емкость предлагаемого СТ уменьшается:

$$C_{\kappa\Sigma} = C_{\kappa 1} + C_{\kappa 2}(1 - \alpha_1 K_i). \quad (2.107)$$

Для получения  $C_{\kappa\Sigma} \approx 0$ , необходимо, чтобы:

$$C_{\kappa 1} = C_{\kappa 2}(\alpha_1 K_i - 1). \quad (2.108)$$

При  $K_i = 2$ ,  $\alpha_1 \approx 1$ , должно выполняться равенство  $C_{\kappa 1} \approx C_{\kappa 2}$ .

Как следствие, уменьшается эквивалентная постоянная времени коллекторной цепи нагрузки СТ и увеличивается верхняя граничная частота схемы.

На рисунке показана реализация усилителя тока с коэффициентом усиления по току  $K_i = 2$ .

На рисунке 2.35 показан скорректированный СТ для случая, когда неинвертирующий усилитель тока УТ1 реализован как токовое зеркало на р-п-р транзисторе VT3 и р-п переходе VD1, источнике опорного тока  $I_1$ , с коэффициентом усиления по току  $K_i = 2$ . В частном случае источник тока  $I_1$  в данной схеме может принимать малые значения.

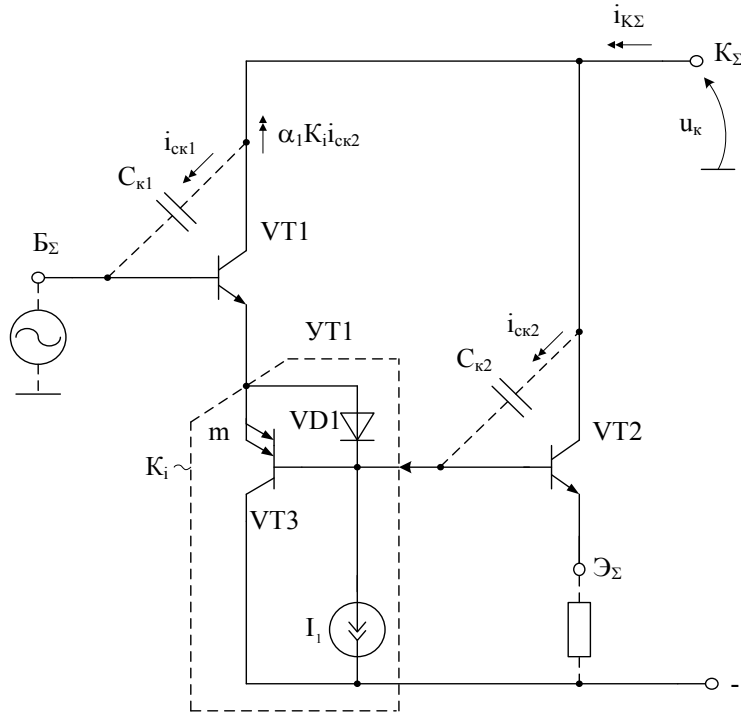


Рис. 2.35 – Реализация усилителя тока в схеме СТ с цепью компенсации

Для реализации схемы в п-р-п базисе может быть использована схема стгоставного транзистора (рис. 2.36а), на базе которой реализуется широкополосный каскадный усилитель.

Таким образом, с помощью метода компенсации на базе неинвертирующего усилителя тока (рис. 2.28) возможно расширение диапазона частот классических каскадов с выходными составными транзисторами.

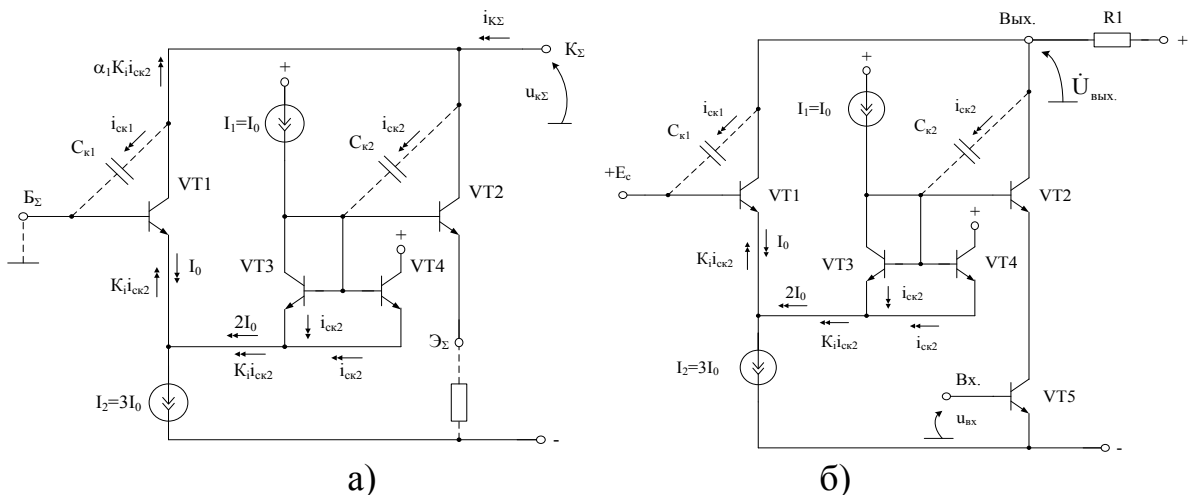


Рис. 2.36 – Реализация усилителя тока в схеме СТ с цепью компенсации на п-р-п транзисторах

**Каскад с общим коллектором (стоком).** Для реализации широкополосных истоковых повторителей напряжения (ИПН) с ранее

рассмотренной цепью компенсации (рис. 2.7), которые реализуется как схема с общим стоком или как схема с общим коллектором, возможно использование в качестве усилителей тока – токовых зеркал (рис. 2.37). При работе на емкостную нагрузку  $C_n$  в таких схемах снижается диапазон рабочих частот и время установления переходного процесса.

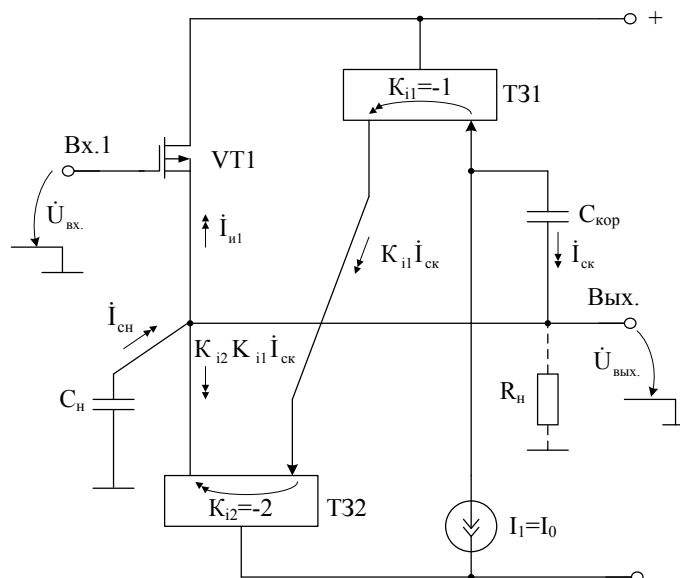


Рис. 2.37 – Схема широкополосного ИПН

На рисунке 2.37, произведение коэффициентов передачи по току первого ТЗ1 ( $K_{i1}$ ) и второго ТЗ2 ( $K_{i2}$ ) токовых зеркал больше единицы, причем емкость  $C_{кор}$  корректирующего конденсатора удовлетворяет условию:

$$C_{кор} \approx \frac{C_n}{K_{i1}K_{i2} - 1}, \quad (2.109)$$

где  $C_n$  – паразитная емкость нагрузки.

Коэффициент передачи по напряжению в операторной форме схемы ИПН (рис. 2.37) определяется уравнением:

$$K_n(p) = \frac{K_0}{1 + pR_э [C_n + C_{кор}(1 - K_i)]}, \quad (2.110)$$

где  $K_0 = \frac{R_n S_1}{1 + R_n S_1}$ ,  $R_э = R_n / (1 + R_n S_1)$ ,  $S_1$  – крутизна транзистора VT1.

Из (2.110) следует условие компенсации влияния паразитной емкости нагрузки  $C_n$  на частотную характеристику ИПН будет обеспечено, если множитель при операторе « $p$ » в знаменателе формулы (2.105) будет равен нулю. Для этого необходимо, чтобы емкость корректирующего конденсатора  $C_{кор}$  удовлетворяла условию:

$$C_{кор} \approx \frac{C_n}{K_i - 1}. \quad (2.111)$$

Так, например, если  $K_i = 2$ , то  $C_{кор} = C_n$ .

Из (2.110) и (2.111) следует, что изменение сопротивлений нагрузки  $R_n$  и крутизны  $S_1$  входного полевого транзистора VT1 не влияет на условие компенсации (2.111).

Статический режим по току входного транзистора VT1 устанавливается в частном случае двухполюсником  $I_1$ .

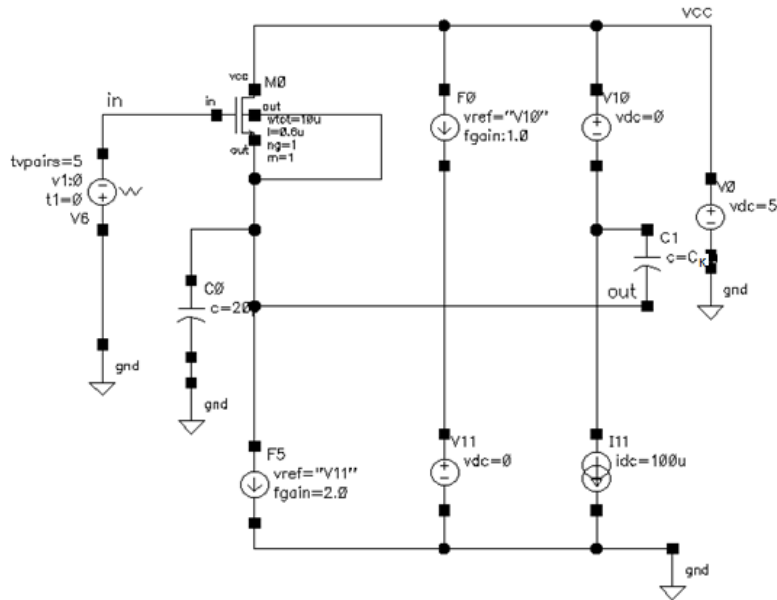


Рис. 2.38 – Схема моделирования

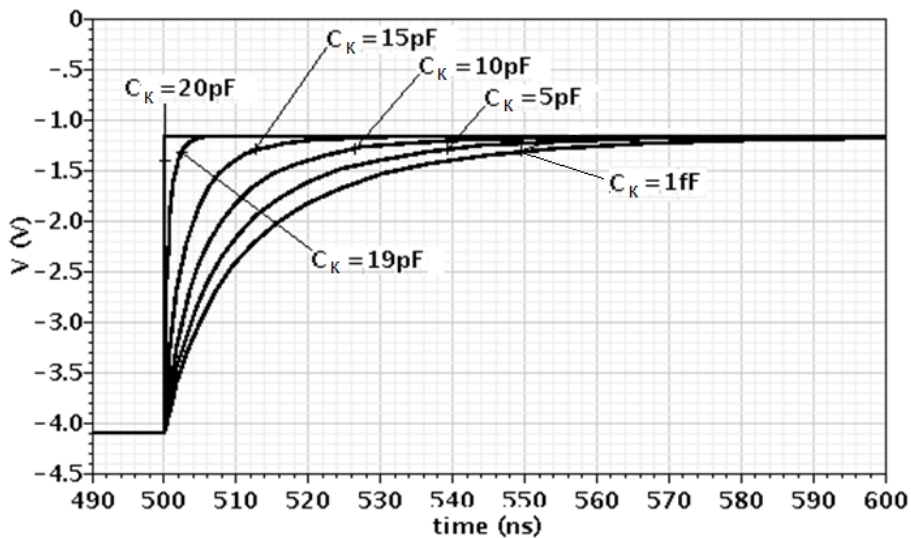


Рис. 2.39 – Переходный процесс схемы (рис. 2.28)

На рисунке 2.39 приведена в увеличенном масштабе переходный процесс переднего фронта выходного сигнала ИПН (рис. 2.38) при изменении емкости корректирующего конденсатора  $C_{кор} = C_k$ . Из данных графиков следует, что время установления данного переходного процесса в ИПН уменьшается с 55 нс до 4 нс. В таблице 2.3 показаны численные



значения времени установления переходного процесса для ИПН (рис. 2.38)

Т а б л и ц а 2.3

**Время установления переходного процесса ИПН (рис. 2.38)**

$C_{кор},$ пФ	0	5	10	15	19
$t_{уст},$ нс	55	40	26	12	4

Таким образом, выше показано, что в предлагаемой схеме (рис. 2.37) создаются условия для существенного расширения малосигнального диапазона рабочих частот.

## 2.6 Выводы к разделу 2

1. С общих позиций теории систем автоматического управления рассмотрены условия синтеза специальной цепи компенсации (ЦК) паразитной ёмкости  $C_0$ , связанной с выходом классического транзисторного каскада (ТК). Назначение ЦК – расширение частотного диапазона ТК, прежде всего, при высокоомных, в том числе активных нагрузках. Показано, что подключаемая ЦК должна содержать дифференцирующее звено.

2. Предложены три варианта цепей компенсации паразитных емкостей выходной цепи в базисе неинвертирующих повторителей напряжения и тока, которые позволяют разрабатывать на их основе конкретные схемотехнические решения устройств с расширенным диапазоном рабочих частот ( $f_в$ ). Проведен анализ и получены аналитические выражения, позволяющие оценить предельный выигрыш по  $f_в$  и времени установления переходного процесса в классических транзисторных каскадах (схемах с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором, каскодных схемах и дифференциальных каскадов). Приведены условия компенсации влияния паразитных составляющих на  $f_в$ .

Полученные соотношения позволяют по известным параметрам широкополосного усилителя (ШУ) найти параметры цепи компенсации, обеспечивающей устойчивость и желаемое время установления переходного процесса, а также существенно расширить диапазон его рабочих частот ( $f_в$ ).

3. Рассмотрены динамические параметры базовых структур компенсации, проведен анализ их устойчивости и чувствительности к неустойчивости параметров элементов. На примере цепи компенсации, показано, что при единичных коэффициентах передачи повторителей напряжения и тока и их функциях передачи, соответствующих периодическому звену первого порядка, для достижения предельного быстродействия необходимо выбирать емкость конденсатора  $C_к$

достаточно близкой к  $C_0$ , причем, в это случае, согласно критерию Вышнеградского, скорректированный ШУ не теряет устойчивости. Приведенные графики чувствительности цепей компенсации показывают, что для получения малых чувствительностей, необходимо выбирать значение параметра проектирования  $m = C_k/C_0$  на 20-30% меньше, чем его значение на максимуме функции чувствительности.

4. Разработанные методики проектирования позволяют синтезировать новые схемотехнические решения усилителей и преобразователей сигналов с расширенным диапазоном рабочих частот на основе схем с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК), общей базой (ОБ), каскодных схем и дифференциальных каскадов, которые входят в структуру многих электронных устройств автоматики и систем управления.

Результаты моделирования показывают, что диапазон рабочих частот разработанных ШУ расширяется в 5 раз, например, при использовании кремниевого техпроцесса с проектными нормами 0,6 мкм. При использовании транзисторов биполярной микронной технологии с более высокими паразитными емкостями, выигрыш достигает 4-10 раз.

Данные схемотехнические решения могут быть положены в основу проектирования более широкополосных и быстродействующих аналоговых микросхем и IP модулей, реализуемых на основе традиционных технологий и классической схемотехники.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ ограничений на верхнюю граничную частоту ( $f_g$ ) (площадь усиления) 10 типовых функциональных узлов аналоговых устройств автоматики показал, что проблема увеличения  $f_g$  связана, в основном, с минимизацией постоянной времени их выходной цепи. При этом, коэффициент усиления по напряжению  $K_u$  классических каскадов и IP модулей определяется в большинстве случаев сопротивлением коллекторной нагрузки выходного транзистора, которое, однако, не может быть значительно увеличено при использовании низковольтного питания. Применение же активных нагрузок не всегда целесообразно из-за проблем с обеспечением активного режима p-n-p транзисторов и низкой эффективности использования напряжения питания. Кроме этого, не все перспективные технологические процессы поддерживают использование p-n-p транзисторов.

Решение этих проблем лежит в использовании цепей собственной и взаимной компенсации доминирующих импедансов, позволяющих расширить диапазон рабочих частот и повысить коэффициент усиления по напряжению.

С общих позиций теории систем автоматического управления в пособии рассмотрены условия синтеза специальной цепи компенсации (ЦК) паразитной ёмкости  $C_0$ , связанной с выходом классического транзисторного каскада (ТК). Назначение ЦК – расширение частотного диапазона ТК, прежде всего, при высокоомных, в том числе активных нагрузках. Показано, что подключаемая ЦК в случае RC нагрузки должна содержать дифференцирующее звено. Рассмотрены три цепи компенсации влияния паразитных емкостей выходной цепи в базисе неинвертирующих усилителей напряжения и тока, которые позволяют разрабатывать на их основе схемотехнические решения устройств с расширенным диапазоном рабочих частот. Проведен анализ и получены аналитические выражения, позволяющие оценить предельный выигрыш по диапазону рабочих частот ( $f_g$ ) и времени установления переходного процесса  $t_{уст}$  в классических транзисторных каскадах (схемах с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором, каскодных схемах и дифференциальных каскадов). Приведены условия компенсации влияния паразитных составляющих на  $f_g$ . Рассмотрены динамические параметры используемого метода расширения диапазона рабочих частот, проведен анализ устойчивости и чувствительности ТК к нестабильности параметров элементов. На примере цепи компенсации, показано, что при единичных коэффициентах передачи повторителей напряжения и тока и их функциях передачи, соответствующих периодическому звену первого порядка, для достижения предельного быстродействия необходимо выбирать емкость конденсатора

$C_k$  достаточно близкой к  $C_0$ , причем, в это случае, согласно критерию Вышнеградского, скорректированный ШУ не теряет устойчивости. Приведенные графики чувствительности цепей компенсации показывают, что для получения малых чувствительностей, необходимо выбирать значение параметра проектирования  $m = C_k/C_0$  на 20-30% меньше, чем его значение на максимуме функции чувствительности.

На основе рассматриваемого метода синтезированы 12 схемотехнических решений широкополосных усилителей и преобразователей сигналов с расширенным диапазоном рабочих частот. Результаты компьютерного моделирования в средах Cadence Virtuoso и P-Spice показывают, что диапазон рабочих частот разработанных транзисторных каскадов усиления и преобразования сигналов расширяется в 3-4 раза, в частности, при использовании кремниевого техпроцесса с проектными нормами 0,6 мкм. При использовании моделей транзисторов биполярной микронной технологии ОАО «НПП «Пульсар» и др. с более высокими паразитными емкостями, выигрыш достигает 4-6 раз.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутччинский, С. Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем [Текст] / С. Г. Крутччинский. – Ростов н/Д : Изд-во СКНЦ ВШ, 2001. – 180 с.
2. Крутччинский, С.Г. Компенсация паразитных емкостей активных элементов в электронных устройствах [Текст] / С.Г. Крутччинский, Н.Н. Прокопенко, Е.И. Старченко // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем – 2006. Сборник научных трудов / под общ. ред. Академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, 2006. – С. 194-199.
3. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов : монография [Текст] / Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. – Шахты: ЮРГУЭС, 2007. - 326 с.
4. Прокопенко, Н.Н. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники [Текст] / Н.Н. Прокопенко, С.Г. Крутччинский, Е.И. Старченко, П.С. Будяков и др. – Шахты: ЮРГУЭС, 2010. - 479 с.
5. Аронов, В.Л. Модельное исследование эффектов неравномерной работы многокристального СВЧ LDMOS транзистора в полосе частот [Текст] / В.Л. Аронов, С.М. Романовский // Электронная техника. Серия 2 Полупроводниковые приборы. - 2013. - № 2(231) . - С. 25–34.
6. Samadi, R. Uniform Design of Multi-Peak Bandwidth Enhancement Technique for Multistage Amplifiers [Text] / R. Samadi, A.I. Karsilayan // IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap. - 2007. - Т. 54. - № 7 . - С. 1489–1499.
7. Vadipour, M. Capacitive feedback technique for wideband amplifiers [Text] / M. Vadipour // IEEE J. Solid State Circuits. - 1993. - Т. 28. - № 1 . - С. 90–92.
8. Wakimoto, T. A low-power wide-band amplifier using a new parasitic capacitance compensation technique [Text] / T. Wakimoto, Y. Akazawa // IEEE J. Solid-State Circuits. - 1990. - Т. 25. - № 1 . - С. 200–206.
9. Centurelli, F. A bootstrap technique for wideband amplifiers [Text] / F. Centurelli, R. Luzzi, M. Olivieri, и др. // IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl. - 2002. - Т. 49. - № 10. - С. 1474-1479.
10. Vasilopoulos, A. A Low-Power Wideband Reconfigurable Integrated Active-RC Filter With 73 dB SFDR [Text] / Vasilopoulos A., Vitzilaios G., Theodoratos G., и др.// IEEE J. Solid State Circuits. - 2006. - Т. 41. - № 9 . - С. 1997–2008.
11. Прокопенко, Н.Н. Схемотехника широкополосных усилителей [Текст] : монография / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк // Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2005. - 218 с.

12. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей [Текст]: монография / Н. Н. Прокопенко, А. С. Будяков. – Шахты: ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.

13. Razavi, B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits [Text] / B. Razavi, – Tata McGraw-Hill, 2001. - 684 с.

14. Close, J. High speed op amps: Performance, process and topologies [Text] / J. Close // 2012 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM), IEEE, 2012. - С. 1–8.

15. Budyakov, A. Design of bipolar differential opamps with unity gain bandwidth up to 23 GHz [Text] / A. Budyakov, K. Schmalz, N.N. Prokopenko, и др. // 2008 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications. : IEEE, 2008. - С. 105–108.

16. Пат. 2460206 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/34. Каскодный СВЧ-усилитель с малым напряжением питания [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2011102642/09; заявл. 24.01.2011; опубл. 27.08.2012, Бюл. № 24. – 10с.: ил. .

17. Пат. 2519419 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/50. Широкополосный повторитель напряжения [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Пахомов И.В., Суворов В.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013107430/08; заявл. 19.02.2013; опубл. 10.06.2014, Бюл. № 16. – 11с.: ил. .

18. Пат. 2530263 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/50. Быстродействующий истоковый повторитель напряжения [Текст] / Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Будяков П.С., Пахомов И.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013124354/08; заявл. 27.05.13; опубл. 10.10.14, Бюл. № 28. – 9с.: ил. .

19. Прокопенко, Н.Н. Исследование обобщенных архитектур классических транзисторных каскадов (ОЭ, ОБ, ОК) с расширенным частотным диапазоном [Текст] / О.В. Дворников, Н.Н. Прокопенко, И.В. Пахомов, П.С. Будяков // X Междунар. научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1–2 окт. 2013 г. : материалы / редкол.: Н.Н. Прокопенко (гл. ред.), В.Г. Немудров, С.Г. Русаков [и др.]. – Шахты : ИСОиП ФГБОУ ВПО «ДГТУ», 2013. – Ч.1.- С.153-157

20. Прокопенко, Н.Н. Метод расширения диапазона рабочих частот истоковых и эмиттерных повторителей напряжения [Электронный ресурс] / Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, И.В. Пахомов, и др. // «Инженерный вестник Дона» (ВАК), 2013, №1.– Режим доступа

<http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n1y2013/1559> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

21. Прокопенко, Н.Н. Метод расширения диапазона рабочих частот классических транзисторных каскадов с общей базой и общим эмиттером [Текст] / Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, Н.В. Бутырлагин // Известия ЮФУ. Технические науки. - 2013. - Т. 2. - С. 72–77.

22. Разработка и исследование технологических, топологических и архитектурно-схемотехнических основ проектирования функциональных блоков крайне высокого диапазона частот и их практического использования в высокоскоростных системах связи и телекоммуникации (Отчет о НИР) [Текст] : отчет о НИР (итоговый) ЮРГУЭС-21.12 / (ЮРГУЭС); рук. Будяков П.С.; исп. Серебряков А.И., Пахомов И.В. [и др.] Шахты, ЮРГУЭС, 2013. – Ч.1 – 102 с.

23. Теоретические основы собственной и взаимной компенсации импедансов и их практические приложения в прецизионных аналоговых микросхемах для систем управления, технической диагностики и телекоммуникаций нового поколения [Текст]: отчет по НИР (промежуточ.): № ГР 01200906197, рук. Прокопенко Н. Н.; исполн.: Божич В.И., Крутччинский С.Г., Будяков П.С. [и др.] Шахты, ЮРГУЭС, 2010. – Ч.2 – 708 с.

24. Prokopenko, N.N. Circuit Design of Classical Stages with Bandwidth Enhancement Technique [Text] / N.N. Prokopenko, P.S. Budyakov, I. V. Pakhomov // 2014 Sixth International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN2014), Tetovo, Rep. of Macedonia 2014. - С. 202–206.

25. Prokopenko, N.N. The Synthesis of the Correction Circuit of the High Speed Sensors of the Physical Quantities and Current-Voltage Converters with the Parasitic Capacitance [Text] / N.N. Prokopenko, A.R. Gaiduk, P.S. Budyakov, и др. // 11th East-West Design & Test Symposium (EWDTs 2013), 2013. - С. 161–164.

26. Гайдук А.Р. Теория автоматического управления: Учебник [Текст] / А.Р. Гайдук, – М.: Высшая школа, 2010. - 415 с.

27. Гехер, К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей [Текст] / К. Гехер. - М.: Сов. радио, 1973. - 315 с.

28. Теоретические основы проектирования нелинейных и управляемых СФ-блоков для СВЧ систем связи и телекоммуникаций нового поколения [Текст] : отчет о НИР (промежуточный): ЮРГУЭС – 1.09.Ф (2.1.2/9532 (2.1.2/1127)) / (ЮРГУЭС); рук. Прокопенко Н.Н.; исп. Крутччинский С.Г., Будяков П.С. [и др.] Шахты, ЮРГУЭС, 2011. – Ч.2 – 494 с.

29. Титов, А.Е. Цепи собственной и взаимной компенсации в симметричных каскадах КМОП операционных усилителей [Электронный ресурс] / А.Е. Титов, Г.А. Свизев, А.Г. Юдин, Н.Н. Прокопенко //

«Инженерный вестник Дона», 2012, №3. – Режим доступа <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1041> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

30. Манжула, В.Г. Вариативный синтез схемы операционного усилителя с пониженным напряжением смещения нуля [Электронный ресурс] / В.Г. Манжула, И.Б. Пугачев, Н.Н. Прокопенко // «Инженерный вестник Дона», 2012, №3. – Режим доступа <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1037> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.



# БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК ДЛЯ СТУДЕНТОВ

## Основная литература

1. Старченко Е.И. Аналоговая схемотехника и визуальное моделирование в PSpice : учеб. пособие для вузов / Е.И. Старченко. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 201 с. : ил., табл.
2. Прокопенко Н.Н. Компьютерное моделирование транзисторных каскадов с цепями собственной и взаимной компенсации паразитных импедансов : учебно-методическое пособие по курсовому проектированию / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 37 с.
3. Прокопенко Н.Н. Основы компьютерного проектирования РЭС : учебно-методическое пособие по проведению практических занятий / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутчинский, Н.В. Ковбасюк, А.Е. Титов. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – 79 с.
4. Крутчинский С.Г. Принцип собственной компенсации в прецизионных RC-фильтрах : монография / С.Г. Крутчинский. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – 100 с.
5. Прокопенко Н.Н. Проектирование аналоговых интерфейсов: учеб.-метод. пособие / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутчинский. – Шахты : ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – 68 с.
6. Прокопенко Н.Н. Проектирование радиационно-стойких прецизионных аналоговых и аналогово-цифровых микросхем : учеб.-метод. пособие по проведению практ. занятий для студентов, обучающихся по специальности 210601.65 «Радиоэлектрон. системы и комплексы», напр. подгот. бакалавров 210700.62 «Инфокоммуникац. технологии и системы связи», аспирантов специальности 05.13.05 «Элементы и устройства автоматики, вычислит. техники и систем управления» / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутчинский. – Шахты : ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – 56 с.

## Дополнительная литература

1. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств: учеб. пособие для вузов / Г.И. Волович. – 3-е изд. – М.: Додэка-XXI, 2011. – 528 с.
2. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей: монография / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.
3. Прокопенко, Н.Н. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутчинский; под общ. ред. д-ра техн. наук, проф. Н.Н.

Прокопенко; ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС». – Шахты.: ЮРГУЭС, 2011. – 208 с.

4. Кругчинский С.Г., Прокопенко Н.Н. Собственная компенсация в радиационно-стойких микросхемах на основе базового матричного кристалла АБМК\_1\_3» // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика, Телекоммуникации. Управление. СПб: Изд-во СПбГПУ, 2012. – № 2 (145). – С. 137-144.

5. Дворников, О.В. Радиационно-стойкие аналоговые микросхемы для датчиков / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов, Е.И. Старченко // Приборы и методы измерений. – 2011. – № 2 (3). – С. 41–50.

6. Дворников, О.В. Универсальная аналоговая микросхема для датчиков космической аппаратуры / О.В. Дворников, В.Чеховский, В.Дятлов // Современная электроника. – 2011. – № 3. – С. 56–65.

7. Прокопенко, Н.Н. Основы компьютерного проектирования РЭС: учеб.-метод. пособие по проведению практических занятий для студентов вузов / Н.Н. Прокопенко [и др.]; ЮГБОУ ВПО «ЮРГУЭС». – Шахты: ЮРГУЭС, 2012. – 79 с

*Научное издание*

**Прокопенко** Николай Николаевич  
**Будяков** Петр Сергеевич  
**Серебряков** Александр Игоревич  
**Бугакова** Анна Витальевна

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ СФ БЛОКОВ И IP  
МОДУЛЕЙ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ И СВЯЗИ С  
ЦЕПЯМИ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНЫХ  
ИМПЕДАНСОВ**

**Учебно-методическое пособие**

Ответственная за выпуск Т.В. Кватер

ИД № 06457 от 19.12.01 г. ПЛД № 10-65175 от 05.11.99 г.

Подписано в печать 27.12.2016 г.

Формат бумаги 60x90/16. Усл. печ. л. 14,75. Тираж 35 экз. Заказ № 344.

Издательский центр ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты  
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147