

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

*Н.Н. Прокопенко, С.Г. Крутччинский, Е.А. Жебрун, П.С. Будяков*

## **ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ФИЛЬТРЫ ВЧ- И СВЧ-ДИАПАЗОНОВ**

## **ELECTION AMPLIFIERS AND FILTERS RF AND MICROWAVES**

**Монография**



ШАХТЫ  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2012

УДК 621.375  
ББК 32.846  
П804

Под общей редакцией д.т.н., профессора **Н.Н. Прокопенко**

**Рецензенты:**

д.т.н., профессор **А.Р. Гайдук**  
д.т.н., профессор **Н.И. Чернов**

**Прокопенко, Н.Н.**

П804 Избирательные усилители и фильтры ВЧ- и СВЧ-диапазонов =  
Election amplifiers and filters RF and microwaves : монография / Н.Н. Проко-  
пенко, С.Г. Крутчинский, Е.А. Жебрун, П.С. Будяков ; под общ. ред. д.т.н.,  
проф. Н.Н. Прокопенко ; Федер. гос. бюджет. образоват. учреждение высш.  
проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ФГБОУ  
ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – 299 с.  
ISBN 978-5-93834-794-6

В монографии рассмотрены теоретические проблемы синтеза и практичес-  
кого построения активных RC-фильтров и избирательных усилителей (ИУ) ВЧ-  
и СВЧ-диапазонов, реализуемых на основе усилителей тока по SiGe техноло-  
гиям. Выполнен сравнительный анализ базовых архитектур ИУ и их основных  
функциональных узлов. Обсуждаются результаты математического анализа и  
компьютерного моделирования наиболее важных параметров ИУ (добротности,  
частоты квазирезонанса, коэффициента усиления, чувствительности) для более  
40 разработанных схем.

Предназначена для инженерно-технических работников и аспирантов, за-  
нимающихся разработкой и применением аналоговых микросхем, а также может  
быть полезна студентам радиотехнических специальностей в курсовом и ди-  
пломном проектировании.

УДК 621.3.049.77  
ББК 32.844.1

Монография подготовлена в рамках государственного задания Минобрнауки РФ на  
НИР № 8.3383.2011 (ЮРГУЭС-02.12.ГЗ) «Теоретические основы проектирования нового поко-  
ления СФ-блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе ра-  
диационно-стойких технологий (SiGe, АБМК\_1\_3/4 и др.)», выполняемой в 2012–2014 гг.

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

**ISBN 978-5-93834-794-6**

© Прокопенко Н.Н., Крутчинский С.Г., Жебрун Е.А.,  
Будяков П.С., 2012  
© ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный  
университет экономики и сервиса», 2012

# ОГЛАВЛЕНИЕ

|   |    |
|---|----|
| Предисловие .....   | 6  |
| Глава 1. Архитектуры активных RC-фильтров на основе усилителей тока<br>в базисе элементов SiGe технологических процессов .....  | 7  |
| 1.1. Основные параметры SiGe активных компонентов.....  | 7  |
| 1.2. Высокочастотные звенья активных фильтров смешанных СнК<br>на базе усилителей тока.....                                     | 13 |
| 1.2.1. Постановка задачи.....   | 13 |
| 1.2.2. Основные свойства базисной структуры звена<br>второго порядка .....  | 14 |
| 1.2.3. Обобщение результатов. Функционально-топологические<br>правила структурного синтеза принципиальных схем.....             | 17 |
| 1.2.4. Базовые структуры звеньев полосовых фильтров<br>и избирательных усилителей на базе усилителей тока .....                 | 20 |
| 1.2.5. Архитектуры избирательных усилителей<br>на основе преобразователей «напряжение-ток» .....                                | 23 |
| 1.2.6. Низкочувствительные СВЧ-звенья полосового типа .....   | 24 |
| 1.2.7. Примеры полосовых звеньев второго порядка .....  | 27 |
| 1.3. Особенности проектирования избирательных усилителей<br>и полосовых фильтров на КМОП-транзисторах<br>SiGe-техпроцессов..... | 29 |
| 1.3.1. Обобщённая структура и основные свойства звеньев<br>полосовых фильтров .....   | 29 |
| 1.3.2. Пример схемотехнического проектирования звена<br>второго порядка .....   | 31 |
| 1.4. Выводы .....   | 34 |
| Глава 2. Основные функциональные узлы избирательных усилителей ...  | 38 |
| 2.1. Инвертирующие и неинвертирующие усилители тока.....  | 38 |
| 2.1.1. Базовые схемотехнические решения.....  | 39 |
| 2.1.2. Широкополосные усилители Гильберта<br>с малым напряжением питания .....  | 50 |
| 2.1.3. Многоканальный каскодный усилитель тока<br>на базе ячейки Гильберта .....  | 57 |
| 2.1.4. Усилитель переменного тока с противофазными<br>токовыми выходами.....  | 61 |
| 2.1.5. Методы каскадирования усилителей тока.....   | 69 |
| 2.2. Дифференциальные усилители с расширенным диапазоном<br>линейной работы .....   | 77 |

|   |     |
|---|-----|
| 2.3. Операционные усилители с парафазным выходом .....  | 88  |
| 2.3.1. Метод введения отрицательной обратной связи в ОУ<br>с входным каскадом на полевых транзисторах .....             | 89  |
| 2.3.2. Методы расширения диапазона рабочих частот .....   | 92  |
| 2.4. Малошумящие стабилизаторы напряжения для IP-модулей<br>и СФ-блоков активных RC-фильтров ВЧ- и СВЧ-диапазона .....  | 103 |
| 2.5. Выводы .....   | 111 |
| Глава 3. Базовые схемы избирательных усилителей .....   | 113 |
| 3.1. Избирательные усилители на основе комплементарных<br>«перегнутых» каскодов .....                                   | 113 |
| 3.1.1. Первая базовая структура .....   | 113 |
| 3.1.2. Вторая базовая структура .....   | 117 |
| 3.1.3. Третья базовая структура .....   | 121 |
| 3.1.4. Четвёртая базовая структура .....  | 128 |
| 3.1.5. Пятая базовая структура .....  | 133 |
| 3.2. Rail-to-rail усилительные каскады на основе трёх токовых зеркал<br>в ИУ с низковольтным питанием .....             | 137 |
| 3.3. Симметричные по входу ИУ с rail-to-rail выходом .....  | 141 |
| 3.4. Применение усилителей тока с цепью собственной<br>компенсации ёмкости С <sub>кб</sub> в активных RC-фильтрах ..... | 148 |
| 3.5. Метод построения ИУ на основе усилителей<br>с токовой ВЧ-коррекцией .....  | 155 |
| 3.6. Избирательные усилители с токовым входом .....   | 161 |
| 3.7. Избирательные усилители с токовым зеркалом<br>на n-p-n транзисторах .....  | 165 |
| 3.8. Схемотехника избирательных усилителей с низкоомным входом<br>и rail-to-rail выходом .....                          | 170 |
| 3.9. Избирательные усилители с ёмкостным делителем<br>выходного тока .....  | 174 |
| 3.10. Применение комплементарных токовых зеркал в ИУ .....  | 179 |
| 3.11. Двухканальные избирательные усилители<br>на основе классических токовых зеркал .....                              | 185 |
| 3.11.1. Первая базовая схема .....  | 186 |
| 3.11.2. Вторая базовая схема .....  | 197 |
| 3.12. Избирательные усилители на p-n-p токовых зеркалах .....   | 204 |
| 3.13. Избирательные усилители с параллельным включением<br>частотоподающих цепей .....                                  | 211 |
| 3.14. Выводы .....  | 218 |



|  |     |
|--|-----|
| Глава 4. Избирательные усилители с управляемыми параметрами.....   | 219 |
| 4.1. Методы управления добротностью ИУ<br>с усилителями тока Гильберта .....                               | 219 |
| 4.1.1. Практическая схема ИУ на основе<br>модифицированного каскада Гильберта .....                        | 223 |
| 4.1.2. Схема ИУ с ёмкостным входом.....  | 225 |
| 4.1.3. Избирательный усилитель с потенциальным входом<br>по цепям базы транзисторов ячейки Гильберта ..... | 234 |
| 4.1.4. Избирательный усилитель с каскодным включением<br>ячейки Гильберта.....                             | 238 |
| 4.1.5. Архитектура ИУ с ёмкостным входом.....  | 246 |
| 4.1.6. Избирательный усилитель с симметричным включением<br>ячейки Гильберта .....                         | 253 |
| 4.1.7. Избирательный усилитель с делителем выходного тока<br>ячейки Гильберта.....                         | 258 |
| 4.1.8. Избирательный усилитель с малым током потребления.....  | 262 |
| 4.2. Метод управления динамическими параметрами ИУ<br>с парафазным выходом.....                            | 268 |
| 4.3. Микромощные избирательные усилители<br>с минимальным числом активных элементов .....                  | 275 |
| 4.4. Выводы .....  | 279 |
| Глава 5. Основы синтеза активных RC- и RLC-фильтров<br>КВЧ-диапазона.....                                  | 282 |
| 5.1. Перспективные структуры полосно-пропускающих звеньев<br>на основе усилителей тока.....                | 284 |
| 5.2. Активные RC-фильтры .....   | 286 |
| 5.3. Активные RLC-фильтры.....   | 289 |
| 5.4. Выводы .....  | 291 |
| Список литературы .....  | 292 |

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Монография посвящена анализу основных свойств и тенденций развития архитектуры и схемотехники активных RC-фильтров и избирательных усилителей (ИУ) ВЧ- и СВЧ-диапазонов, реализуемых на основе усилителей тока по SiGe технологиям.

В главе 1 рассмотрены свойства основной структуры звена второго порядка ИУ, функционально-топологические правила синтеза принципиальных схем. Исследованы базовые структуры ИУ на усилителях тока. Приведены примеры синтеза низкочувствительных СВЧ-звеньев полосового типа. Рассмотрены особенности проектирования ИУ на КМОП транзисторах.

Глава 2 посвящена описанию свойств и исследованию основных динамических параметров функциональных узлов, на которых реализуются избирательные усилители. Приводится схемотехника инвертирующих и неинвертирующих усилителей тока, в т.ч. модификации схемы Гильберта, усилителей переменного тока на основе классических токовых зеркал и т.п.

Описываются дифференциальные усилители с расширенным диапазоном линейной работы, операционные усилители с парафазным выходом, в т.ч. методы расширения их диапазона рабочих частот.

Рассмотрена архитектура и схемотехника маломощных стабилизаторов напряжения для IP-модулей и СФ-блоков активных RC-фильтров ВЧ- и СВЧ-диапазона.

В главе 3 приводятся базовые практические схемы ИУ рассматриваемого класса, в т.ч. на основе комплементарных «перегнутых» каскодов, симметричные по входу ИУ с rail-to-rail выходом. Показаны перспективы применения в активных RC-фильтрах усилителей тока с цепью собственной компенсации ёмкости  $C_{кб}$  выходных транзисторов. Исследуются методы построения ИУ на основе усилителей с токовой ВЧ-коррекцией, избирательных усилителей с токовым входом, ИУ с ёмкостным делителем выходного тока, двухканальных ИУ на основе классических токовых зеркал, ИУ с параллельным включением частотозадающих цепей и т.п.

В главе 4 рассмотрены избирательные усилители с управляемыми параметрами. Описаны методы управления добротностью ИУ с усилителями тока Гильберта, ИУ с парафазным выходом, микромощных избирательных усилителей с минимальным числом активных элементов.

Глава 5 посвящена основам синтеза активных RC- и RLC-фильтров КВЧ диапазона. Рассмотрены перспективные структуры полосно-пропускающих звеньев на основе усилителей тока, а также схемотехника и результаты компьютерного моделирования активных RC- и RLC-фильтров.

Монография подготовлена: Н.Н. Прокопенко (ЮРГУЭС) (гл. 1, 2, 3, 4, 5); С.Г. Крутччинским (ТТИ ЮФУ) (гл. 1, 3, 4, 5); Е.А. Жебруном (ТТИ ЮФУ) (гл. 1), П.С. Будяковым (ЮРГУЭС) (гл. 1, 2, 3, 5).

При написании монографии использовались результаты компьютерного моделирования конкретных схем ИУ, полученные А.И. Серебряковым (гл. 3). Н.В. Бутырагиным (гл. 3), И.В. Пахомовым (гл. 3), С.С. Беличем (гл. 2, 3).

# ГЛАВА 1

## АРХИТЕКТУРЫ АКТИВНЫХ РС-ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ УСИЛИТЕЛЕЙ ТОКА В БАЗИСЕ ЭЛЕМЕНТОВ SiGe ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Создание современных смешанных систем на кристалле (СнК) для систем связи и радиотехнических комплексов неразрывно связано с разработкой аналоговых и аналогово-цифровых IP-блоков, обеспечивающих достаточно точную обработку сигналов ВЧ- и СВЧ-диапазонов. Одним из базовых узлов этих блоков являются частотные фильтры, являющиеся параметрически высокочувствительными. Как правило, уменьшение этой параметрической чувствительности связано с необходимостью создания достаточно сложных активных элементов, потребляющих большую мощность. Именно энергетические проблемы прецизионных фильтров уменьшают достижимый уровень интеграции СнК и область из практического использования.

Как правило, частотный фильтр разрабатывается под конкретную задачу с учётом тех параметрических и структурных ограничений, которые определяются конкретной технологией. В указанном диапазоне частот в качестве активных элементов, компенсирующих потери в частотоподающих РС-цепях, достаточно часто используются трансимпедансные усилители или преобразователи напряжение-ток [1, 2]. Однако потенциально достижимые частоты единичного усилителя этих элементов уступают усилителям тока, что в конечном итоге и ограничивает реализуемое схемой произведение добротности ( $Q$ ) и частоты полюса ( $f_p$ ) при существующих ограничениях на потребляемую мощность. Именно поэтому потенциальные свойства фильтра на базе усилителей тока имеют практическую перспективу и требуют дополнительного теоретического исследования. По крайней мере, предельные теоретические оценки ещё не получены и практические рекомендации не сформулированы.

### 1.1. Основные параметры SiGe активных компонентов

Для построения полосовых фильтров и избирательных усилителей, которые являются параметрически высокочувствительными схемами, требующими высокой потребляемой мощности, используются, как правило, биполярные транзисторы, обеспечивающие не только высокие частотные свойства, но и возможность параметрической оптимизации в силу более

низкого значения входного сопротивления усилителей тока [3]. Однако такой подход существенно усложняет системную интеграцию СФ-блоков и повышает себестоимость СнК. Использование КМОП реализации таких фильтров на преобразователях «напряжение-ток» характеризуется относительно большой «электрической длиной» и значительно более низким диапазоном рабочих частот [4, 5].

Для разработки СВЧ избирательных усилителей целесообразно использовать набор библиотек (Process Design Kit) SiGe БиКМОП технологии фирмы IHP (Innovation for High Performance Microelectronics, Германия), техпроцесс SGB25V, с проектными нормами 250 нм (табл. 1.1).

Таблица 1.1

**Параметры биполярных SiGe HBT транзисторов  
по технологии SGB25V**

| Техн.                                | SGB25V           |             |              |
|--------------------------------------|------------------|-------------|--------------|
| Биполярная секция                    |                  |             |              |
| Транз.                               | High Performance | Standard    | High Voltage |
| $A_E$ , мкм <sup>2</sup>             | 0,42 × 0,84      | 0,42 × 0,84 | 0,42 × 0,84  |
| $f_{max}$ , ГГц                      | 95               | 90          | 70           |
| $f_T$ , ГГц                          | 75               | 45          | 25           |
| $U_{кэ.проб}$ , В                    | 2,4              | 4           | 7            |
| $U_{кб.проб}$ , В                    | >7               | >15         | >20          |
| $\beta$                              | 190              | 190         | 190          |
| $U_{Эрли}$ , В                       | >50              | >80         | >100         |
| КМОП секция                          |                  |             |              |
| Напряжение питания, В                | 2,5              |             |              |
| Транз.                               | nMOS             | pMOS        |              |
| Пороговое напряжение, В              | 0,6              | -0,56       |              |
| $I_{OUT}$ , мкА/мкм                  | 540              | -230        |              |
| $I_{OFF}$ , пА/мкм                   | 3                | -3          |              |
| Секция пассивных элементов           |                  |             |              |
| MIM конденсатор, фФ/мкм <sup>2</sup> | 1                |             |              |
| N+ Poly резистор, Ом/кв              | 210              |             |              |
| P+ Poly резистор, Ом/кв              | 310              |             |              |
| High Poly резистор, Ом/кв            | 2000             |             |              |
| Индуктивность Q@5 ГГц, нГн           | 18 (1 нГн)       |             |              |
| Толщина металла                      | 3 мкм            |             |              |
| Количество слоёв металлизации        | 5                |             |              |

Как видно из таблицы 1.1, биполярный транзистор с наибольшей производительностью (High Performance) имеет наименьшее значение пробивного напряжения коллектор-эмиттер – всего 2,4 В, что ограничивает

его использование в многоярусных схемах. Однако применение транзисторов с большим значением  $U_{кз.пр}$  приводит к уменьшению  $f_T/f_{max}$ , что не желательно для СВЧ-схем, так как уменьшает рабочий диапазон частот. В связи с этим для разработки СВЧ ИУ рекомендуется использовать транзисторы High Performance. Техпроцесс включает пять алюминиевых слоёв металлизации, из которых два толстых металла толщиной 2 и 3 мкм для возможности проектирования высокочастотных пассивных элементов, таких как катушки индуктивности, трансформаторы, симметрирующие устройства, микрополосковые линии, делителей мощности и т.д. На рисунке 1.1 показано поперечное сечение данной технологии.

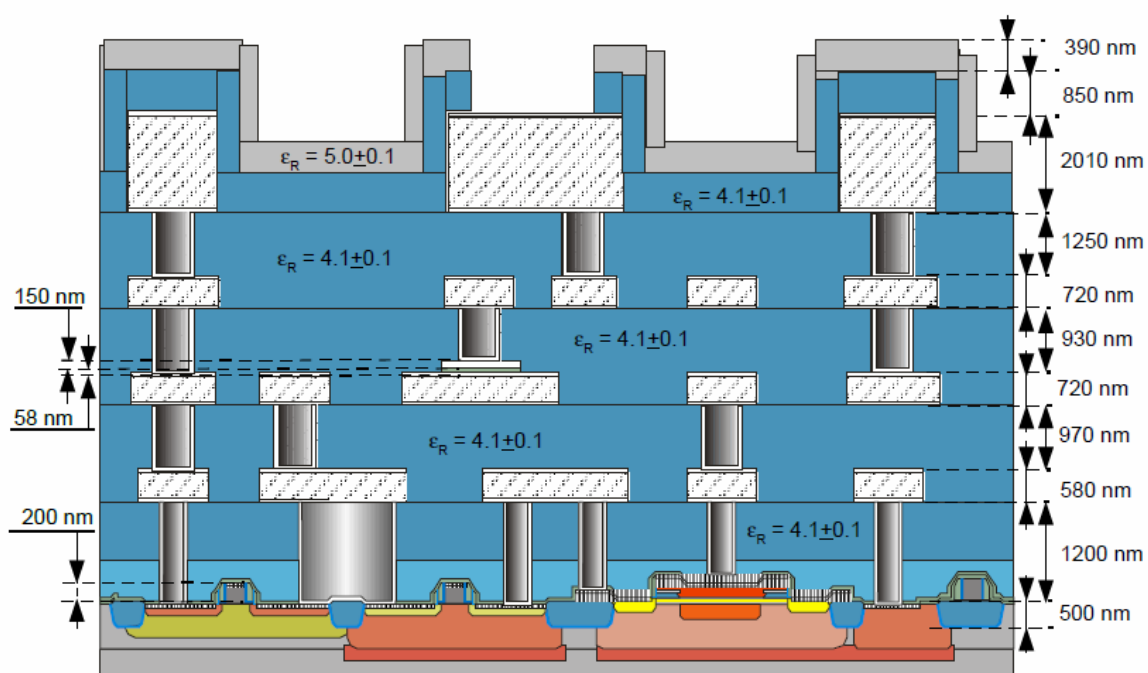


Рис. 1.1. Сечение технологии SGB25VD

Данная технология перспективна в плане реализации на одном кристалле как аналоговой, так и цифровой части.

Доминирующие ограничения других техпроцессов SG13S и SG25H1 SiGe технологии оказывают существенное влияние на архитектурные и схемотехнические решения СВЧ избирательных усилителей. В этом случае для проектирования ИУ целесообразно использовать PDK (Process Design Kit) фирмы IHP (Innovation for High Performance Microelectronics, Германия): SG13S и SG25H1 с топологическими нормами 0,13 мкм и 0,25 мкм (табл. 1.2).

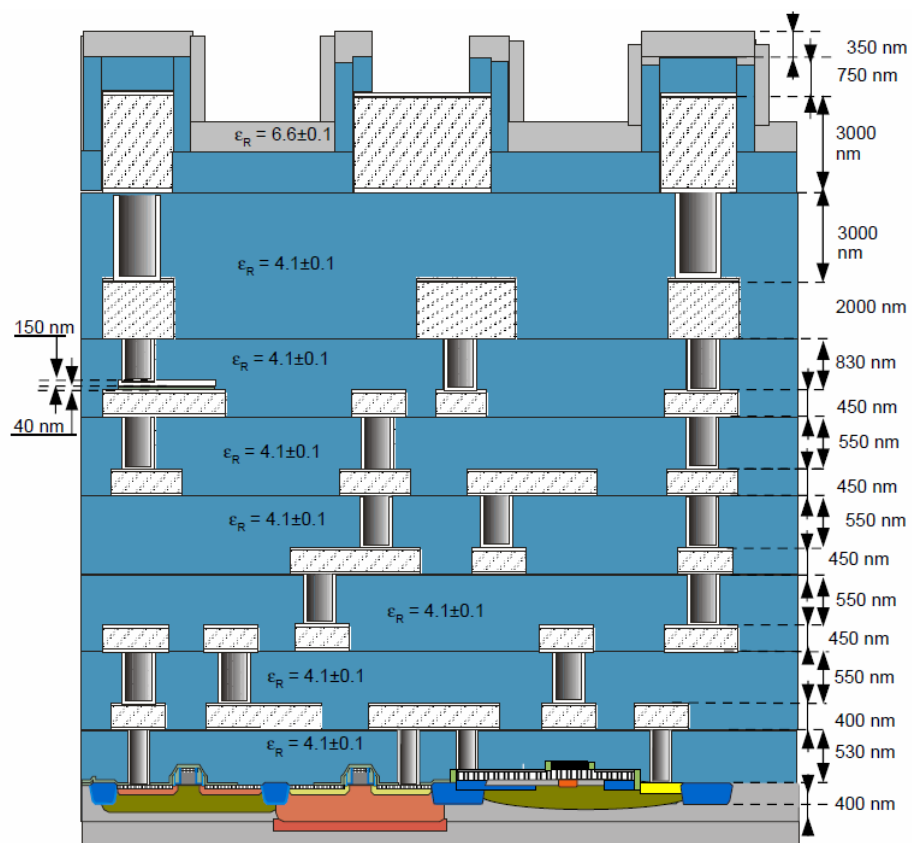
Таблица 1.2

**Параметры биполярных SiGe HBT транзисторов  
по технологии SG13S и SG25H1 [6]**

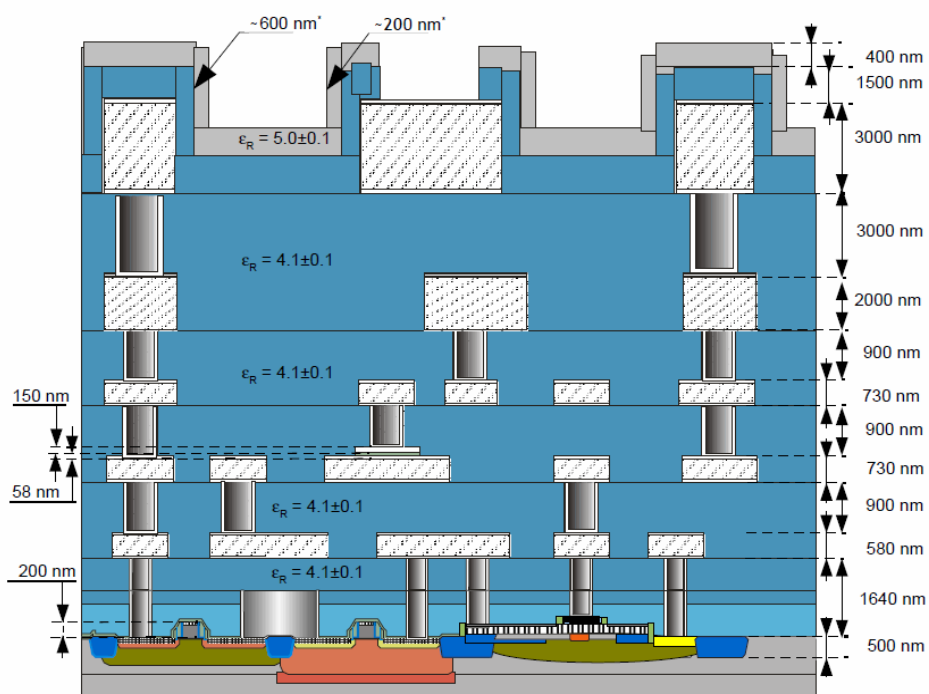
| Биполярная секция                              |                         |                    |                       |                    |
|--|-------------------------|--------------------|-----------------------|--------------------|
| Техн.  | SG13S                   |                    | SG25H1                |                    |
| Транз.   | nnp13P                  | nnp13V             | nnp1                  | nnp2               |
| $A_E, \text{мкм}^2$                            | $0,12 \times 0,48$      | $0,18 \times 1,02$ | $0,21 \times 0,84$    | $0,18 \times 0,84$ |
| $f_{\max}, \text{ГГц}$                         | 300                     | 120                | 190                   | 220                |
| 1  | 2                       | 3                  | 4                     | 5                  |
| $f_T, \text{ГГц}$                              | 250                     | 45                 | 190                   | 180                |
| $U_{\text{кэ.проб}}, \text{В}$                 | 1,7                     | 3,7                | 1,9                   | 1,9                |
| $U_{\text{кб.проб}}, \text{В}$                 | 5                       | 16                 | 4,5                   | 4,5                |
| $\beta$  | 900                     | 600                | 270                   | 260                |
| Секция пассивных элементов                     |                         |                    |                       |                    |
| MIM конденсатор,<br>$\text{фФ/мкм}^2$          | 1.5 фФ/мкм <sup>2</sup> |                    | 1 фФ/мкм <sup>2</sup> |                    |
| N+ Poly резистор,<br>Ом/кв                     | -                       |                    | 210 Ом/кв             |                    |
| P+ Poly резистор,<br>Ом/кв                     | 250                     |                    | 280                   |                    |
| High Poly резистор,<br>Ом/кв                   | 1600                    |                    | 1300                  |                    |
| Индуктивность<br>$Q@5 \text{ ГГц}, \text{нГн}$ | 18 (1 нГн)              |                    | 18 (1 нГн)            |                    |
| Толщина металла                                | 3                       |                    | 3                     |                    |
| Количество слоёв<br>металлизации               | 5                       |                    | 7                     |                    |

Как видно из таблицы, транзистор npn13P технологии SG13S имеет меньшие размеры, больше частоту  $F_{\max}$  (и  $F_t$ ), а также параметр  $\beta$  по сравнению с транзисторами технологии SG25H1, но меньшее напряжение пробоя коллектор-эмиттер, которое определяет в основном линейность транзистора. При подаче на его вход большого сигнала линейный диапазон будет находиться между областью насыщения транзистора ( $U_{\text{кб}} \leq 0$ ) и напряжением пробоя ( $U_{\text{кэ}} = U_{\text{кэ.пр}}$ ).

Секции пассивных элементов указанных технологий отличаются незначительно. Технологии имеют по два толстых «металла» (2 и 3 мкм) для проектирования высокочастотных пассивных элементов (катушек индуктивности, трансформаторов, симметрирующих устройств, микрополосковых линий, делителей мощности и т.д.). На рисунке 1.2а показано сечение технологии SG13S, а на рисунке 1.2б – SG25H1.



a)



б)

Рис. 1.2. Сечение технологии (а) SG13S и (б) SG25H1

Высота от самого нижнего тонкого слоя металла до самого верхнего толстого (TM2-M1) составляет 9,16 мкм для SG25H1 и 9,83 мкм для SG13S.

Для проектирования СВЧ-устройств необходима точная и компактная модель транзисторов. Для биполярных транзисторов в PDK SiGe технологий компании IHP используется VBIC модель.

VBIC – это модель гетеробиполярного транзистора, которая была разработана в качестве замены SPICE модели Гуммеля-Пуна. По структуре она близка к модели Гуммеля-Пуна, но преодолевает его основные недостатки.

Улучшения VBIC по сравнению с моделью Гуммеля-Пуна [7]:

- улучшен эффект моделирования эффекта Эрли;
- моделирование квазинасыщения;
- моделирование паразитных ёмкостей на подложку;
- моделирование паразитной ёмкости оксида;
- учитывает эффект лавинного умножения;
- улучшено моделирование в диапазоне температур;
- базовый ток «отделён» от тока коллектора;
- электротермическое моделирование.

Как видно из таблицы 1.2, технологическими недостатками SiGe техпроцессов можно считать малое пробивное напряжение коллектор-эмиттер, что ограничивает их применение в многоярусных схемах и там, где необходимы большие перепады напряжений. Низкоомная подложка не позволяет достичь больших значений добротности в традиционных LC фильтрах. Отсутствие во многих техпроцессах pnp транзисторов. Однако большим преимуществом являются высокие значения параметра  $f_T$  и  $f_{max}$  транзистора, коэффициент усиления по току базы  $\beta$ , возможность объединения на одном кристалле аналоговых и цифровых IP-модулей, а также относительно высокая радиационная стойкость без применения специальных мер.

В последние годы было выполнено несколько тестов на радиационную стойкость 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии SGB25VD. Для анализа Европейским координационным советом по космическим компонентам (ESCC) было принято решение о развитии отдельной радиационно-стойкой технологии SGB25RH для применения в космосе и физике высоких энергий. В этой технологии были специально разработаны радиационно-стойкие топологии и IP блоки [E.Teply, D.Venkitachalam, F.Scholz. Radiation hardness evaluation of a 0.25 m SiGe BiCMOS technology with LDMOS module. – RADECS 2011, Proceedings-DW-17]. Кремний-германиевая (SiGe) биполярная комплементарная металл-оксид-полупроводник (БиКМОП) технология представляет интерес для применения в космических условиях в датчиковых системах из-за подтверждённого высокого уровня устойчивости к радиации.



## 1.2. Высокочастотные звенья активных фильтров смешанных СнК на базе усилителей тока

### 1.2.1. Постановка задачи

Как правило, для повышения стабильности частотных характеристик фильтров высокого порядка используются дополнительные межзвенные связи, обеспечивающие минимизацию чувствительности в диапазоне рабочих частот к нестабильности пассивных RC-элементов [8, 9]. В ВЧ- и СВЧ-диапазонах этот схематический приём практически не используется в силу высоких и, как правило, не достижимых требований к паразитным фазовым сдвигам используемых активных элементов. В этом отношении каскадирование секции (звеньев) второго порядка остаётся главным направлением реализации необходимых полюсов и нулей желаемой передаточной функции [10, 11]. Именно поэтому повышение стабильности их параметров и уменьшение (минимизация) соответствующих параметрических чувствительностей является главным способом решения общей задачи. Кроме этого, достижимые в рамках современных технологий точности реализации сопротивлений и ёмкостей частотоподающих элементов недостаточны для обеспечения допустимых погрешностей реализации полюсов передаточных функций основных типов частотных фильтров.

С учётом отмеченного представляется необходимым решение ряда взаимосвязанных задач схемотехнического характера, направленных на повышение точности реализации основных параметров звеньев второго порядка области высоких и сверхвысоких частот.

Во-первых, с учётом доминирующего характера влияния погрешности реализации частоты полюса ( $\delta f_p$ ) на ёмкостные характеристики высокочастотных звеньев, необходимо создание структур с минимальной параметрической чувствительностью к нестабильности активных элементов и компонентов, и в первую очередь, усилителей тока [12]. Во-вторых, с точки зрения расширения диапазона рабочих частот, необходимы аналогичные структуры с максимально эффективным использованием ресурса этих усилителей (компонентные и энергетические затраты на производство добротности и частоты полюса) [13]. При этом возможным и допустимым компромиссом является равенство вкладов нестабильности затухания ( $\delta d_p = -\delta Q$ ) и частоты полюса –  $\delta f_p Q \approx \delta Q$ . С точки зрения решения общей задачи это создаёт достаточные предпосылки для уменьшения энергопотребления или обеспечивает структурные степени свободы, направленные на увеличение диапазона рабочих частот. Наконец, и это с технологической точки зрения самое главное, существующие структурные и, следовательно, параметрические степени свободы можно использовать для коррекции (настройки) параметров полюса ( $f_p$ ,  $Q$ ) режимно-задающими и поэтому низкочастотными цепями. Указанное свойство таких схемотехнических решений позволяет не только интегрировать IP-блоки и СнК, но и в

процессе их эксплуатации осуществлять температурную и временную коррекцию многочисленных трактов преобразования через программируемые ядра системы и простейшие цифро-аналоговые преобразователи.

### 1.2.2. Основные свойства базисной структуры звена второго порядка

В общем случае базисная структура звена второго порядка (рис. 1.3) состоит из трёх автономных узлов – активного элемента (АЭ) с коэффициентом передачи  $K$ , частото-зависимой  $\gamma(p)$  и частото-независимой  $\beta$  цепей.

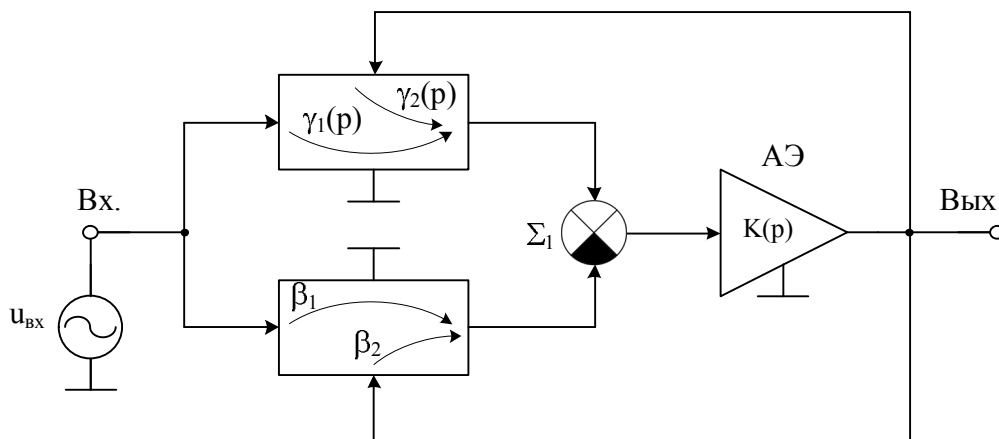


Рис. 1.3. Базисная структура секции второго порядка (П5042)

Именно поэтому её передаточная функция:

$$F(p) = \frac{K(p)[\gamma_1(p) - \beta_1]}{1 - K(p)[\gamma_2(p) - \beta_2]}, \quad (1.1)$$

где  $\left( K(p) = \frac{K}{1 + p\tau_a} \right)$  – передаточная функция активного элемента.

Это позволяет реализовать любой тип фильтра, амплитудного или фазового корректора. В общем случае для звена второго порядка

$$\gamma_1(p) = \frac{N(p)}{p^2 + pD_p\omega_{pc} + \omega_{pc}^2}, \quad (1.2)$$

$$\gamma_2(p) = \gamma_0 \frac{a_2 p^2 + a_1 p N D_0 \omega_{pc} + a_0 \omega_{pc}^2}{p^2 + pD_p\omega_{pc} + \omega_{pc}^2}, \quad (1.3)$$

где  $D_0, D_p$  – затухания нуля и полюса частото-зависимой цепи;  $\omega_{pc}$  – частота её полюса;  $\gamma_n$  – масштабный коэффициент передачи;  $a_i$  – бинарные (0,1) коэффициенты;  $N(p)$  – полином, определяющий тип реализуемого звена второго порядка.

Из (1.1) – (1.3) следует, что для функции общего вида

$$F(p) = \frac{A(p)}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p^2} \quad (1.4)$$

частота  $\omega_p$  и затухание  $d_p$  полюса для идеализированной схемы ( $\tau_a = 0$ )

$$\omega_{(p)} = \omega_{pc} \sqrt{\frac{1 + \beta_2 K - K\gamma_0 a_0}{1 + \beta_2 K - K\gamma_0 a_2}}, \quad (1.5)$$

$$d_p = \frac{D_p(1 + \beta_2 K) - K\gamma_0 D_0 a_1}{\sqrt{(1 + K\beta_2 - K\gamma_0 a_2)(1 + K\beta_2 - K\gamma_0 a_0)}}. \quad (1.6)$$

Соотношения (1.5) и (1.6) определяют структуру влияния параметров пассивных частото-зависимых ( $D_0$ ,  $D_p$ ,  $\omega_{pc}$ ,  $\gamma_0$ ), частото-независимых ( $\beta_2$ ) цепей и активных ( $K$ ) элементов и позволяют сделать следующие практические выводы. Во-первых, для исключения влияния наиболее нестабильного параметра схемы  $K$  на частоту полюса  $\omega_p$  необходимо использовать симметричные частото-задающие цепи ( $a_2 = a_0$ ), когда  $\omega_p = \omega_{pc}$  и влияние активного элемента направлено на увеличение добротности  $Q = 1/d_p$ . Во-вторых, в случае использования неинвертирующего усилителя или преобразователя ( $K > 0$ ) значение  $d_p$  (1.6) минимизируется при  $a_0 = a_2 = 0$ ,  $a_1 = 1$

$$d_p = D_p - \gamma_0 D_0 \frac{K}{1 + K\beta_2}, \quad (1.7)$$

а при применении инвертирующего активного элемента ( $K < 0$ ) эта минимизация возможна, когда  $a_0 = a_1 = a_2 = 1$ ,  $\beta_2 = 0$ :

$$d_p = D_0 \frac{K\gamma_0}{1 + K\gamma_0} + \frac{D_p}{1 + K\gamma_0}. \quad (1.8)$$

Таким образом, в первом случае ( $K > 0$ ) в контуре обратной связи активного элемента (усилителя и преобразователя) необходимо использовать частото-задающую цепь полосно-пропускающего типа, а во втором случае ( $K < 0$ ) – заграждающего типа. В этих случаях всегда частота полюса схемы будет определяться частотой полюса пассивной цепи, а действие активного элемента будет направлено на увеличение реализуемой добротности  $Q$ .

Для пассивных RC-цепей второго порядка [10] полосно-пропускающего типа характерно условие  $D_0\gamma_0 = D_p - D_0$ , поэтому при  $\beta_2 = 0$

$$d_p = D_p(1 - K) + D_0 K. \quad (1.9)$$

Следовательно, выбором соотношений пассивных элементов этих цепей (например, Т-мостов) и структуры АЭ с коэффициентом передачи  $K$  можно обеспечить реализацию как  $\omega_p$ , так и  $d_p$  с низкой параметрической чувствительностью. Как видно из (1.8), реализация этого условия для инвертирующих усилителей связана с предельным ( $K \rightarrow \infty$ ) увеличением его коэффициента усиления.

Как видно из (1.1), (1.2), выполнение сформулированных условий требует от пассивных частото задающих цепей реализации дополнительного условия воспроизводства в цепи прямой передачи ( $\gamma_1(p)$ ) требуемого вида частотных характеристик.

Если учесть влияние постоянной времени неинвертирующих активных элементов ( $\tau_a$ ) на параметры полюсов передаточной функции базисной структуры, то при условии их низких допустимых относительных изменений ( $\delta\omega_p, \delta d_p$ ) получим:

$$\delta\omega_p \approx \delta d_p \approx -\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{B_s} D_p \frac{K}{1 + \beta_2 K}, \quad (1.10)$$

где  $B_s = K/\tau_a$  – площадь усиления активного элемента  $K$  базисной структуры.

При этом параметрические чувствительности

$$S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{d_p} = \frac{1}{2} \frac{\omega_p}{B_s} D_p \frac{K}{1 + \beta_2 K} \quad (1.11)$$

определяются численными значениями  $B_s$  и затухания полюса  $D_p$  пассивной цепи и не могут минимизироваться глубиной частотонезависимой обратной связи ( $0 \leq \beta \leq 1$ ).

С указанных позиций важнейшим показателем качества пассивных частото задающих цепей является их затухание  $D_p$ , уменьшение которого благоприятно сказывается на диапазон рабочих частот и реализуемую добротность. Для RC-цепей второго порядка [10]  $D_{p\min} = 3$ , при этом  $D_0 = 2$ , а при условии минимизации  $D_0$  (см. (1.13))  $D_p = 2Q$  и, следовательно, влияние  $B_s$  на параметры полюсов увеличивается. Для уменьшения  $D_p$  в RC-цепь можно ввести дополнительный повторитель  $k$  (рис. 1.4), что позволяет, в частности, реализовать в схемах дополнительные полезные структурные и параметрические степени свободы. Однако, как будет показано ниже, расширение диапазона рабочих частот оказывается несущественным, поэтому в ряде случаев приходится использовать RLC-цепи, у которых  $D_p < 1$ .

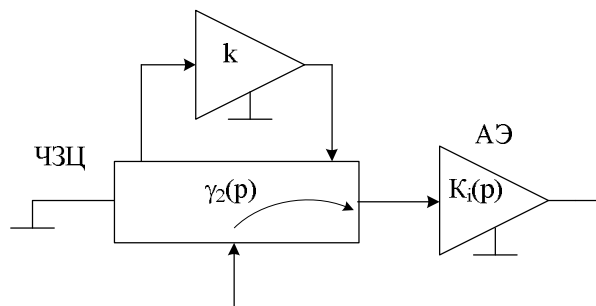


Рис. 1.4. Особенность формирования полюсов СВЧ-звена (П5042)

### 1.2.3. Обобщение результатов. Функционально-топологические правила структурного синтеза принципиальных схем

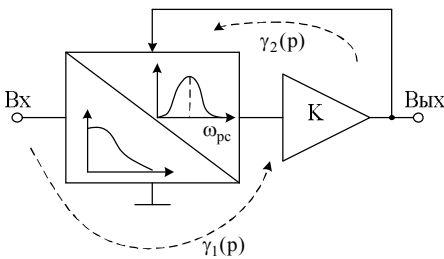
Полученные выше результаты системных исследований базисной структуры позволяют не только сформулировать функционально-топологические правила построения принципиальных схем звеньев второго порядка (соотношения (1.2), (1.5) – (1.9)), но и конкретизировать их структуры с разделёнными частотозависимыми цепями (рис. 1.4).

В основе топологических правил лежит сопоставление полиномов  $N(p)$  и  $A(p)$ , а также результаты минимизации затухания полюса (1.6) для двух базовых активных элементов – инвертирующие ( $K > 0$ ) и неинвертирующие ( $K < 0$ ) усилители и преобразователи. Так, для неинвертирующих усилителей максимизация эффективности использования их ресурса требует применения в контуре обратной связи частотозависимой цепи полосно-пропускающего типа ( $a_2 = a_0 = 0, a_1 = 1$ ). При этом цепь прямой передачи звена ( $\gamma_1(p)$ ) должна воспроизводить требуемый от схемы вид амплитудно- и фазочастотной характеристик. Этот вывод позволяет сформулировать первое правило построения принципиальных схем.

Второе правило соответствует случаю инвертирующих усилителей ( $K < 0$ ). Здесь требования к цепи прямой передачи  $\gamma_1(p)$  сохраняются, а в контуре обратной связи активного элемента должна использоваться цепь заграждающего типа ( $a_2 = a_0 = a_1 = 1$ ). Типовые правила построения принципиальных схем звеньев второго порядка в ВЧ- и СВЧ-диапазонах приведены в таблицах 1.3 и 1.4.

Таблица 1.3

#### Функционально-топологические правила построения звеньев второго порядка на базе неинвертирующего усилителя

| Тип звена                  | Структура звена   | Правило построения   | Параметры звена   |
|----------------------------|---|--|---|
| 1                          | 2   | 3  | 4   |
| Фильтр нижних частот (ФНЧ) |  | Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующей функцию ФНЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию полюсового звена | $\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = 1/Q = D_p - \gamma_0 D_0 K$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p K$ |

Окончание табл. 1.3

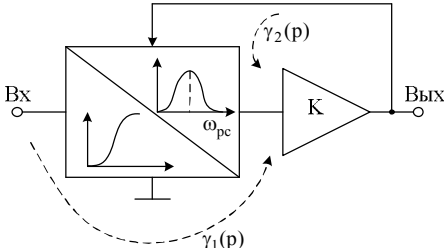
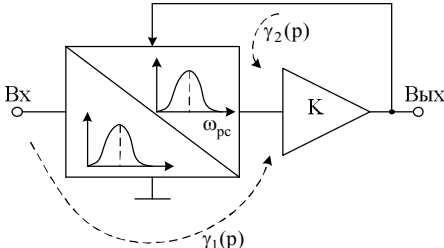
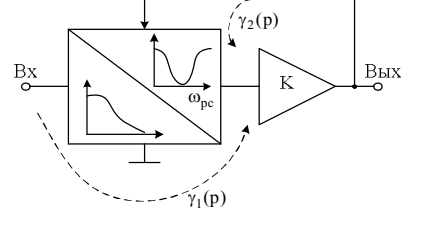
| 1                           | 2   | 3   | 4   |
|-----------------------------|---|---|---|
| Фильтр верхних частот (ФВЧ) |  | Подключение источника сигнала к входу цепи, реализующего функцию ФВЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию полосового типа | $\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = 1/Q = D_p - \gamma_0 D_0 K$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p K$ |
| Полосовой фильтр (ПФ)       |  | Подключение источника сигнала к входу цепи, реализующего функцию ПФ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию полосового типа  | $\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = 1/Q = D_p - \gamma_0 D_0 K$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p K$ |

Таблица 1.4

**Функционально-топологические правила построения звеньев второго порядка на базе инвертирующего усилителя**

| Тип звена                  | Структура звена   | Правило построения  | Параметры звена  |
|----------------------------|---|---|--|
| 1                          | 2   | 3   | 4  |
| Фильтр нижних частот (ФНЧ) |  | Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующего функцию ФНЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию заграждающего типа | $\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = \frac{D_p + D_0 K \gamma_0}{1 + K \gamma_0}$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p$ |

| 1                           | 2 | 3   | 4  |
|-----------------------------|---|---|--|
| Фильтр верхних частот (ФВЧ) |   | Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующего функцию ФВЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию заграждающего типа | $\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = \frac{D_p + D_0 K \gamma_0}{1 + K \gamma_0}$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p$ |
| Полосовой фильтр (ПФ)       |   | Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующего функцию ПФ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию заграждающего типа  | $\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = \frac{D_p + D_0 K \gamma_0}{1 + K \gamma_0}$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p$ |

При этом в качестве активных элементов можно использовать не только усилители тока  $K=K_i$ , но и преобразователи напряжение-ток, характеризующиеся крутизной  $S$  ( $K=S$ ).

Здесь необходимо отметить вариант реализации схем на основе повторителя тока  $K_i=1$ . Как видно из соотношения (1.7)

$$d_p = D_p - \gamma_0 D_0. \quad (1.12)$$

Поэтому для симметричных и канонических RC-цепей [10]

$$d_p = D_0 \quad (1.13)$$

реализуются параметрически низкочувствительные схемы, а численное значение  $Q=1/d_p$  определяется отношением параметров однотипных элементов (резисторов или конденсаторов). Эти схемы образуют специальный класс избирательных усилителей, рассмотренных в разделе 3 настоящей монографии.

Как видно из соотношений (1.10), (1.11), не только диапазон рабочих частот, но и стабильность основных параметров звеньев второго порядка непосредственно определяются численным значением затухания полюса пассивной частотоподающей цепи  $D_p$ . Её уменьшение возможно за счёт использования дополнительных индуктивностей (RLC-цепей) или введения в схему дополнительных буферных повторителей  $k$  (рис. 1.5), которые образуют в контуре обратной связи разделённые частотоподающие RC-цепи.

#### 1.2.4. Базовые структуры звеньев полосовых фильтров и избирательных усилителей на базе усилителей тока

Указанный выше принцип разделения частотоподающей RC-цепи на простейшие дифференцирующие и интегрирующие цепи первого порядка в силу уменьшения затухания их полюса согласно соотношению (1.10) способствует расширению диапазона рабочих частот звеньев второго порядка. Кроме этого, потенциально высокие частотные свойства усилителей тока (относительно большое значение площади усиления  $B_s$ ) позволяют отнести такие фильтры к классу потенциально высокочувствительных. В диапазоне СВЧ современных систем связи особое место занимают элементарные потенциально высокودобротные избирательные усилители, которые простейшим каскадированием обеспечивают реализацию относительно сложных каналобразующих полосовых фильтров. Однако в этом случае при относительно небольшой добротности полюса можно использовать неразделённые RC цепи с более высоким значением  $D_p$ .

На рисунке 1.5 приведены две базовые структуры звеньев второго порядка с разделёнными RC-цепями на базе усилителей тока.

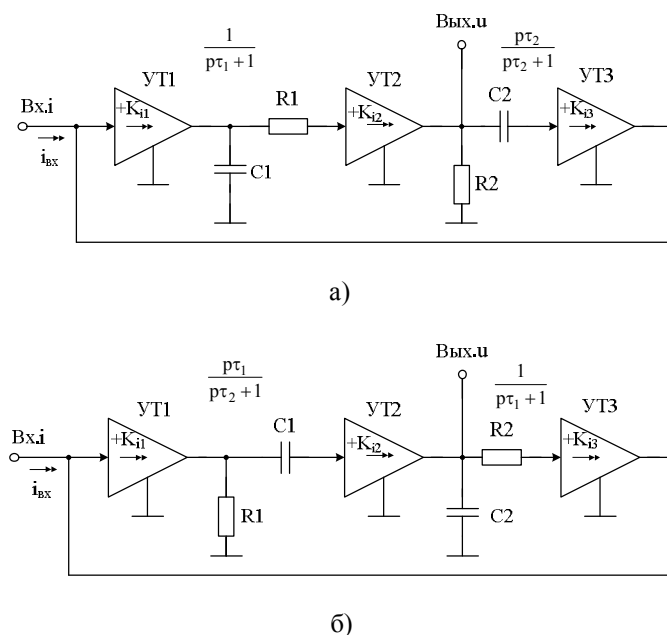


Рис. 1.5. Базовые структурные схемы избирательных усилителей с усилителями тока и разделёнными RC-цепями



С точки зрения практической реализации они являются дуальными и каноническими структурами с частотой полюса

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}, \quad (1.14)$$

где  $\tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_2$ .

При этом асимптотическое затухание в структуре рисунка 1.5б потенциально выше. Характерной особенностью этих структур является потенциальная возможность использования простейших биполярных усилителей тока. Действительно, их затухание полюса

$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} k_i, \quad (1.15)$$

$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} k_i, \quad (1.16)$$

где  $k_i = K_{i1} K_{i2} K_{i3}$ .

Схемы рисунка 1.5а и 1.5б при выполнении равенства  $\tau_1 = \tau_2$  обеспечивают реализацию добротности

$$Q \Big|_{\tau_1 = \tau_2} = \frac{1}{2 - k_i}, \quad (1.17)$$

которая может достигать значительных величин при использовании только одного усилителя тока (например, УТ2).

Представленные на рисунке 1.6 базовые структуры ориентированы на применение как усилителей (повторителей) тока (УТ1), так и преобразователей ток-напряжение (ПТ-Н) с сопротивлением передачи  $R$ .

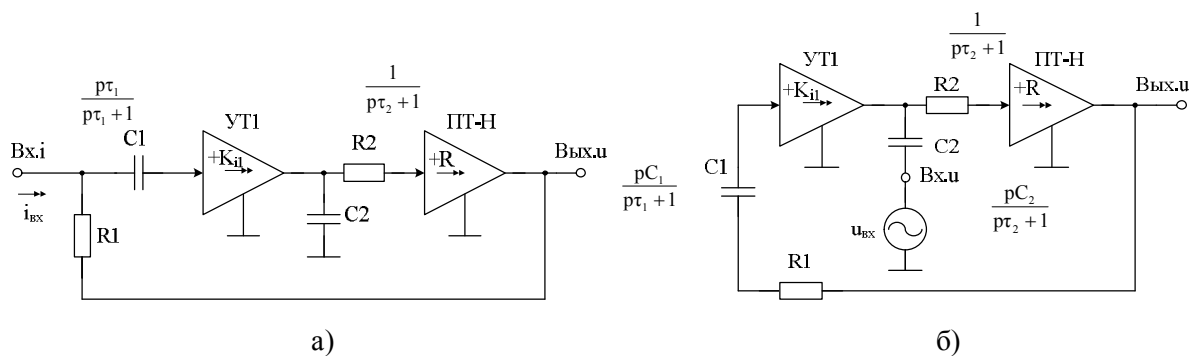


Рис. 1.6. Базовые структурные схемы избирательных усилителей с усилителями тока и преобразователями ток-напряжение в случае разделённых RC-цепей

Это позволяет при реализации относительно больших добротностей (частота полюса определяется соотношением (1.14)) при обеспечении потенциального выхода эффективно использовать повторители тока. Действительно, для схемы рис. 1.6а затухание полюса и добротность

$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \frac{C_1 R K_{i1}}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R}{R_1} K_i, \quad (1.18)$$

и

$$Q^{-1} = d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R}{R_1} K_i. \quad (1.19)$$

Схема рисунка 1.6б при выполнении аналогичного условия ( $\tau_1 = \tau_2$ ) обеспечивает добротность, которая может достигать любого значения автономным выбором отношения  $R/R_1$

$$Q \Big|_{\tau_1 = \tau_2} = \frac{1}{2 - \frac{R}{R_1} K_i}. \quad (1.20)$$

Как отмечалось выше, при реализации относительно небольших добротностей можно использовать неразделённую RC цепь, имеющую большое затухание полюса  $D_p$ . Базовые структуры различных вариантов реализации избирательных усилителей, следующие из общих правил таблицы 1.3, приведены на рисунке 1.7.

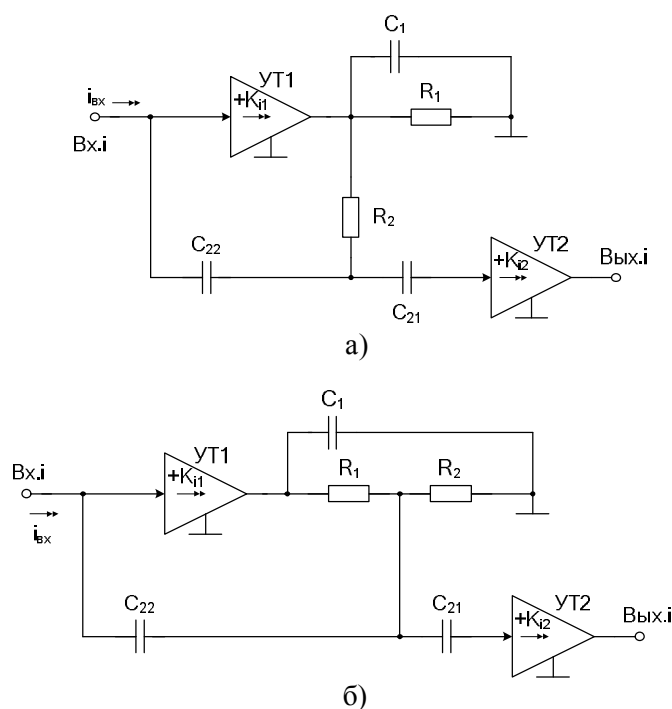


Рис. 1.7. Базовые структурные схемы избирательных усилителей на базе усилителей тока и неразделённых RC-цепей (начало, окончание см. на с. 23)

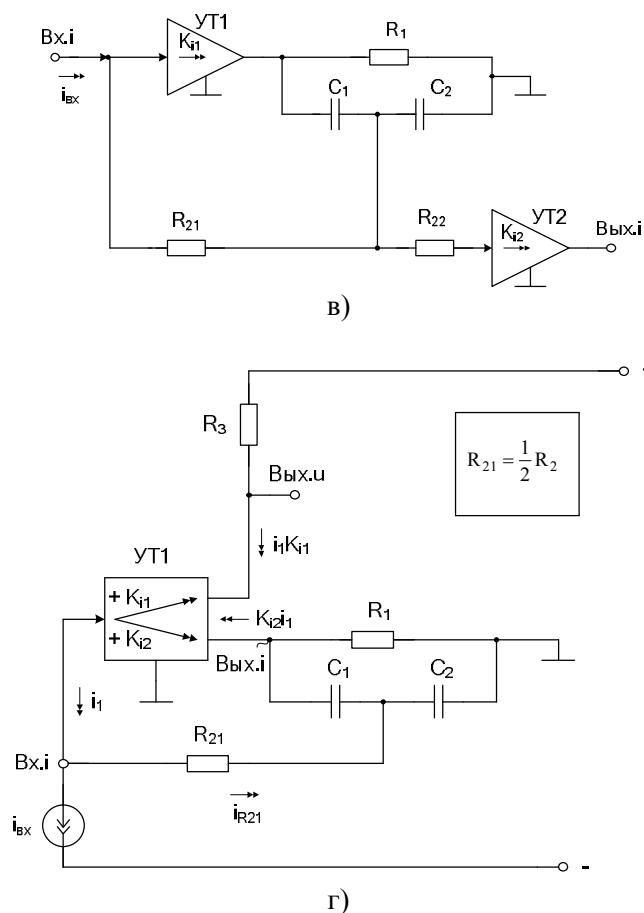


Рис. 1.7. Окончание (начало см. на с. 22)

При этом использование выходных усилителей (повторителей) тока УТ2 требует применения в структуре RC цепи дополнительных ёмкостных (рис. 1.7а и 1.7б) или резистивных (рис. 1.7в) делителей. Именно поэтому коэффициент передачи  $\gamma_0$  RC цепи уменьшается, так как он учитывает множители

$$\varepsilon = \frac{C_{22}}{C_{22} + C_{21}} \quad \text{или} \quad \varepsilon = \frac{R_{22}}{R_{22} + R_{21}}. \quad (1.21)$$

Как видно из соотношения (1.7), это требует определённого увеличения коэффициента усиления  $K_i$  по петле обратной связи. Для устранения указанной особенности, как это показано на рисунке 1.7г, можно использовать в усилителе тока УТ1 дополнительный канал  $K_{i1}$ , обеспечивающий, в частности, масштабирование выходного напряжения посредством резистора R3.

### 1.2.5. Архитектуры избирательных усилителей на основе преобразователей «напряжение-ток»

Используемые в избирательных усилителях транзисторные каскады в ряде случаев представляют собой преобразователи «напряжение-ток». Так, полевые транзисторы являются классическим представителем этого

типа функциональных узлов. Однако и на базе биполярных компонентов в ряде случаев такое преобразование является предпочтительнее (с точки зрения достижимого диапазона рабочих частот). На рисунке 1.8 приведены разновидности таких структур.

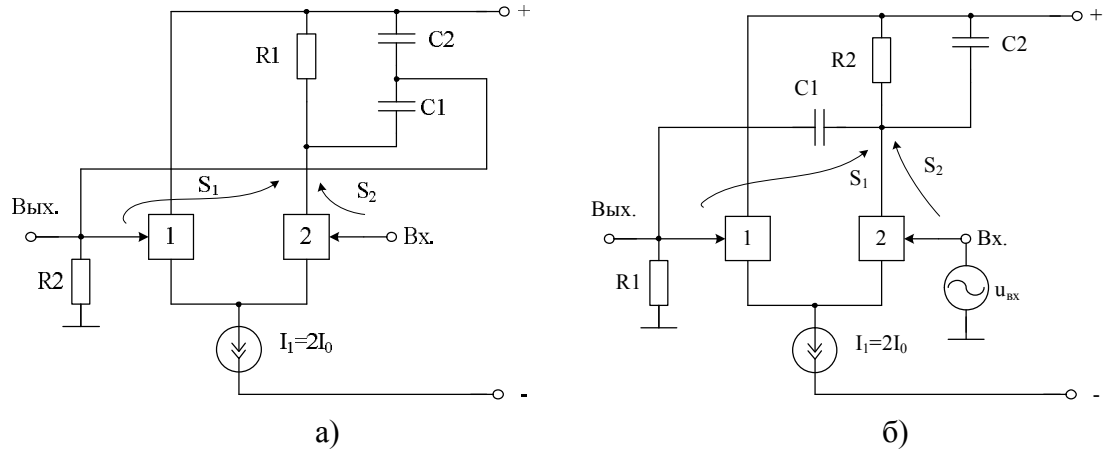


Рис. 1.8. Разновидности базовых структур ИУ на основе преобразователей «напряжение-ток»

В схемах рисунка 1.8 частота полюса определяется следующим соотношением

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (1.22)$$

При этом реализуемые затухания полюса  $d_p$  и коэффициент усиления на частоте полюса ( $K_0$ ) определяются крутизной преобразования  $S_1$  и  $S_2$  дифференциальной пары

$$d_p = D_0 + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} (1 - S_1 R_1), \quad (1.23)$$

$$K_0 = -\frac{1}{d_p} S_2 \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}. \quad (1.24)$$

Важным свойством рассмотренных структур является импедансное согласование входа и выхода. Так, при использовании во входных цепях активных элементов 1 и 2 полевых транзисторов разделение резистора  $R_2$  или  $R_1$  на последовательном соединении пары позволяет на этапе их каскадирования рационально изменять коэффициенты усиления  $K_0$  и исключить дополнительные буферные схемы.

### 1.2.6. Низкочувствительные СВЧ-звенья полосового типа

Сформированные выше выводы показывают, что для уменьшения влияния активных элементов на частоту высокочастотного полюса целесообразно использовать повторители тока ( $K_i$ ), в контуре обратной связи

которых включена частото-зависимая цепь полосно-пропускающего типа с дополнительным буферным повторителем напряжения  $k$ , разделяющего эту цепь на элементарные дифференцирующие (интегрирующие) цепочки. В этом случае для увеличения  $V_S$  и, следовательно, согласно соотношениям (1.10) и (1.11) ( $\beta_2 = 0$ ) уменьшения как чувствительности, так и погрешности реализации параметров создаются или, по крайней мере, сохраняются схемотехнические степени свободы, а использование БУ позволяет уменьшить затухание полюса  $D_p$  пассивной цепи. Структура такого звена показана на рисунке 1.9.

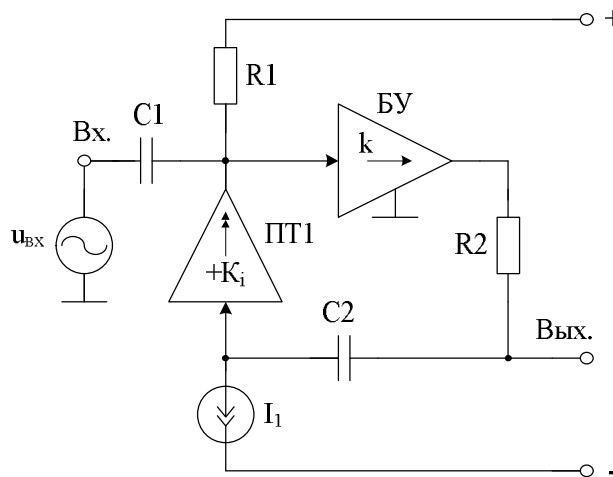


Рис. 1.9. Структура низкочувствительного звена полосового фильтра

Используя стандартную форму записи

$$F(p) = K_0 \frac{pd_p \omega_p}{p^2 + pd_p \omega_p + \omega_p^2}, \quad (1.25)$$

легко установить, что

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}; \quad (\tau_1 = R_1 C_1, \quad \tau_2 = C_2 (R_2 + r_i + r_u)), \quad (1.26)$$

$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \left( 1 - K_i \frac{R_1}{R_2 + r_i + r_u} \right), \quad (1.27)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad (1.28)$$

где  $r_i$ ,  $r_u$  – входное сопротивление усилителя тока и выходное сопротивление буферного усилителя напряжения ( $k=1$ ).

Разделение цепи второго порядка буфером  $k$  позволяет получить

$$D_0 = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad D_p = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad (1.29)$$

поэтому параметрические чувствительности схемы могут минимизироваться. Из (1.26) следует, что всегда

$$S_{R_1}^{\omega_p} = S_{C_1}^{\omega_p} = S_{C_2}^{\omega_p} = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_2}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \frac{R_2}{R_2 + r_i + r_u}, \quad (1.30)$$

$$S_{r_i}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \frac{r_i}{R_2 + r_i + r_u}, \quad S_{r_u}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \frac{r_u}{R_2 + r_i + r_u}.$$

Кроме этого, несмотря на разностный принцип реализации низкого затухания полюса (1.27) возможна минимизация его параметрической чувствительности к изменению пассивных элементов обсуждаемой структуры. Так, при выполнении параметрических условий

$$R_1 = R_2 + r_i + r_u, \quad \tau_1 = \tau_2(1 - K_i) \quad (1.31)$$

реализуемое затухание

$$d_p = 2\sqrt{1 - K_i} \quad (1.32)$$

сопровождается экстремально низкой чувствительностью

$$S_{C_1}^{d_p} = S_{C_2}^{d_p} = S_{R_1}^{d_p} = S_{R_2 + r_i + r_u}^{d_p} = 0. \quad (1.33)$$

Таким образом, для обеспечения высоких качественных показателей принципиальных схем звеньев полосового типа необходима разработка специализированных усилителей тока, численные значения коэффициента передачи которых следуют из (1.32). В этом случае, как видно из (1.28), коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{1}{2} \quad (1.34)$$

достаточно мал и при многокаскадной реализации фильтров с дополнительными межзвенными связями может существенно повлиять на реализуемый динамический диапазон.

При реализации таких фильтров необходимо, согласно соотношениям (1.27), (1.28), увеличить  $K_i$  и оптимизировать отношение резистивных элементов схемы. В общем случае

$$K_1 \frac{R_1}{R_2 + r_i + r_u} = \frac{K_0(K_0 - 1)}{Q^2} + 1. \quad (1.35)$$

Как видно из приведённого соотношения, необходимые значения  $K_0$  и  $Q$  могут быть реализованы не только за счёт специальной структуры усилителя тока, но и посредством выбора отношения резистивных элементов  $R_1$  и  $R_2$ . Это отношение можно, в частности, использовать для коррекции указанных параметров. В ряде случаев возникающую степень свободы можно использовать для оптимизации чувствительности затухания полюса. Так, для реализации  $K_0 = Q$  необходимо выполнить условия

$$\tau_1 = \tau_2, \quad K_i \frac{R_1}{R_2 + r_i + r_u} = 2 - d_p, \quad (1.36)$$

при этом параметрическая чувствительность

$$S_{C_1}^{dp} = S_{R_1}^{dp} = -S_{C_1}^{dp} = -S_{R_2+r_i+r_u}^{dp} = Q - 1/2 \quad (1.37)$$

практически определяется реализуемой добротностью.

При создании многорезонансных фильтров с дополнительной межзвенной связью требуемое значение  $K_0$  ограничивается величинами, близкими к единице [8]. В этом случае для уменьшения чувствительности целесообразно использовать условия

$$\tau_1 = \tau_2 d_p^2, K_i R_1 = R_2 + r_i + r_u, \quad (1.38)$$

обеспечивающие эту чувствительность, равную единице.

### 1.2.7. Примеры полосовых звеньев второго порядка

В частном случае усилителем тока ( $K_i = \alpha$ ) и повторителем напряжения ( $k$ ) являются каскады с общей базой и общим коллектором, обладающие максимальными  $B_S$ . Поэтому простейшим звеном полосового типа является схема, приведённая на рисунке 1.10.

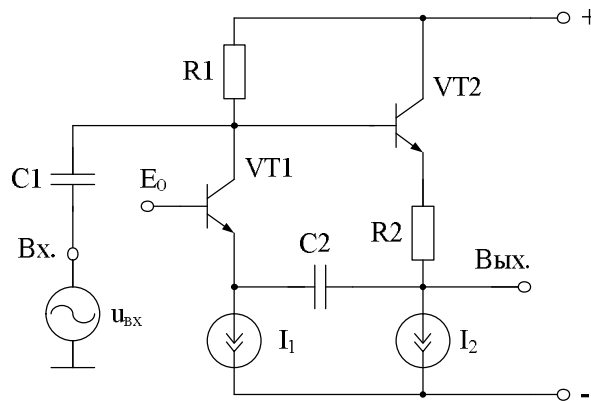


Рис. 1.10. Принципиальная схема простейшего низкочувствительного звена полосового фильтра (П5043)

Здесь

$$K_i = \alpha_i, r_i = h_{11,i}, r_u = h_{11,2}, \quad (1.39)$$

где  $h_{11,i} \approx \varphi_T / I_i$ ,  $\alpha_i$  – входное сопротивление и статический коэффициент передачи эмиттерного тока  $i$ -го транзистора.

Согласно соотношению (1.26) в этой схеме возможна подстройка частоты полюса изменением режимов работы (источники  $I_1$  и  $I_2$ ) биполярных транзисторов. Однако, в силу влияния этих параметров (соотношения (1.27), (1.28)) на затухание полюса  $d_p$  и коэффициент передачи звена  $K_0$ , это оказывается практически возможным только при небольших добротностях  $Q = 1/d_p$ , когда условия (1.32) и (1.33) выполняются. В противном случае, как это видно из таблицы 1.5, это приводит к значительным изменениям указанных величин.

Таблица 1.5

## Результаты моделирования принципиальных схем

| Схема  | Параметр |              |     |            |       |              |       | Примечание   |
|--|----------|--------------|-----|------------|-------|--------------|-------|--|
|  | $f_p$    | $\delta f_p$ | $Q$ | $\delta Q$ | $K_0$ | $\delta K_0$ | $I_0$ |  |
|  | ГГц      | %            | -   | %          | дБ    | %            | мА    |  |
| Рис. 1.10  | 1        | 0,8          | 8,6 | 72         | 13    | 22           | 3     | $c_1=294\text{fF}$ ,<br>$c_2=800\text{fF}$ ,<br>$R_1=360$<br>$R_2=150$ |
| Рис. 1.11  | 1        | 0,6          | 5   | 3          | 13    | 1,4          | 6     | $c_1=500\text{fF}$ ,<br>$c_2=800\text{fF}$ ,<br>$R_1=260$<br>$R_2=150$ |
| Примечание: биполярные транзисторы с гетеропереходом ( $m=1$ , $I_e=840*10^{-9}$ , $W_e=420*10^{-9}$ , $x=8$ , $y=2$ ). Напряжение питания $\pm 2,5\text{V}$ |          |              |     |            |       |              |       |  |

Для исключения этого эффекта в схеме необходимо использовать более сложный усилитель тока, исключающий ограничения на соотношения резистивных элементов схемы (соотношения (1.35), (1.36), (1.38)) и позволяющий независимо от сопротивлений  $r_i$  и  $r_u$  изменять коэффициент усиления  $K_i$ . Один из возможных способов решения этой задачи показан на рисунке 1.11.

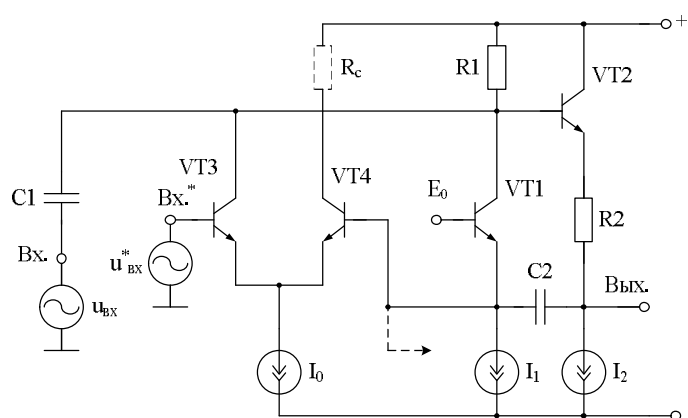


Рис. 1.11. Принципиальная схема полосового звена с управляемыми параметрами полюса (П5043)

Здесь

$$K_i = \alpha_1 + \alpha_4 \frac{h_{11.1}}{h_{11.3} + h_{11.4}} = \alpha_1 + \alpha_4 \frac{I_0}{4I_1}. \quad (1.40)$$

Таким образом, изменением режимного тока  $I_0$  можно при заданном значении  $h_{11.1}$  и  $h_{11.2}$  (токи  $I_1$  и  $I_2$ ) изменить  $K_i$  и, следовательно, при сохранении любого из параметрических условий (1.31), (1.32), (1.35), (1.36) реализовать требуемые параметры звена. Результаты сопоставительного мо-



делирования рассмотренных схем в среде Cadence Virt на базе компонентов техпроцесса SGB25VD (технологическая погрешность резисторов и конденсаторов составляет  $\pm 10\%$ ) приведены в таблице.

Усложнение схемы усилителя тока всегда создаёт дополнительные структурные степени свободы, которые можно использовать для реализации определённых импедансных условий. Так, в рассматриваемой схеме источник входного сигнала можно подключить к базе VT4, а нагрузку к эмиттеру VT1. В этом случае при сохранении параметров полюса коэффициент усиления схемы на частоте полюса определяется следующим соотношением:

$$K_0 = -Q\alpha_4 \frac{h_{11.1}}{h_{11.3} + h_{11.4}} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \frac{R_1}{R_2 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (1.41)$$

Это свойство схемы удобно использовать при реализации дополнительных межзвеньевых связей в фильтрах высокого порядка и при интеграции полосового звена в различные СФ-блоки [8].

### 1.3. Особенности проектирования избирательных усилителей и полосовых фильтров на КМОП-транзисторах SiGe-техпроцессов

#### 1.3.1. Обобщённая структура и основные свойства звеньев полосовых фильтров

В работе [3] показано, что для расширения потенциального диапазона рабочих частот энергоэкономичных звеньев второго порядка целесообразно использовать усилители тока. По этой причине при построении фильтров высокого порядка оказывается практически невозможным применение дополнительных межзвенных обратных связей [14], направленных на уменьшение параметрической чувствительности его частотных характеристик в полосе пропускания. Несложно показать, что по этой же причине нецелесообразно применение разделённых частотозависимых цепей [14]. Именно по этой причине в базовой структуре звена второго порядка на базе усилителей тока [15–18] использован ёмкостный делитель (рис. 1.12).

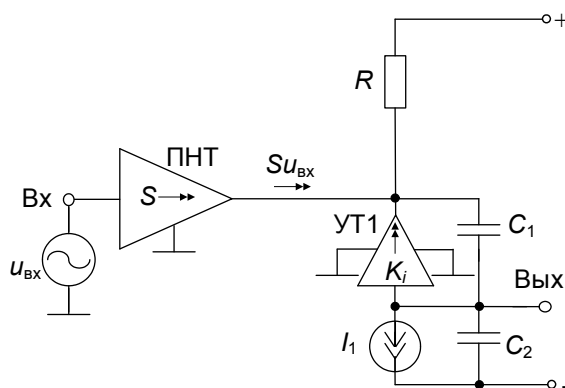


Рис. 1.12. Обобщённая структура полосового звена с усилителем тока

Приведённая структура имеет комплексный коэффициент передачи:

$$K(jf) = \frac{jK_0 f f_p / Q}{f_p^2 - f^2 + j f f_p / Q}. \quad (1.42)$$

Здесь частота полюса ( $f_p$ ), его добротность ( $Q$ ) и коэффициент усиления  $K_0$  на этой частоте определяются следующими соотношениями:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R r_{\text{вх}}}}, \quad (1.43)$$

$$Q = [K_i D_0 + D_p (1 - K_i)]^{-1}, \quad (1.44)$$

$$K_0 = S Q \sqrt{R r_{\text{вх}}} k^{-1}, \quad (1.45)$$

где  $S$  – крутизна усиления входного преобразователя напряжение-ток (ПНТ),  $K_i$  – коэффициент усиления усилителя тока УТ1.

В приведённых соотношениях использованы затухание нуля ( $D_0$ ) и полюса ( $D_p$ ) пассивной RC-цепи:

$$D_0 = m(k + 1/k), \quad D_p = D_0 + \frac{1}{mk}, \quad (1.46)$$

где  $m = \sqrt{r_{\text{вх}} / R}$ ,  $k = \sqrt{C_2 / C_1}$ ,  $r_{\text{вх}}$  – входное сопротивление усилителя тока.

Таким образом, добротность имеет разностные члены

$$Q = \left[ D_0 + \frac{1}{mk} (1 - K_i) \right]^{-1}, \quad (1.47)$$

а параметрическая чувствительность

$$S_{K_i}^Q = Q \frac{K_i}{mk} \quad (1.48)$$

оказывается достаточно высокой и зависит как от реализуемой добротности  $Q$ , так и от параметров  $m$  и  $k$ .

Эти же параметры определяют и степень влияния частотных свойств усилителя тока УТ1 на точность реализации параметров полюса (1.43), (1.44) звена второго порядка.

Если в качестве интегрального показателя использовать частоту единичного усиления ( $f_1$ ) усилителя тока, то относительные изменения частоты полюса ( $\delta f_p$ ) и его добротности ( $\delta Q$ ) определяются из следующего соотношения:

$$\delta f_p = \delta Q = -\frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} K_i D_p. \quad (1.49)$$

Аналогично, используя методику [19], можно определить и параметрическую чувствительность этих параметров:

$$S_{f_1}^Q = S_{f_1}^{f_p} \approx \frac{f_p}{f_1} K_i D_p. \quad (1.50)$$

Из соотношений (1.46) и (1.47) следует, что наиболее простым решением общей задачи является использование повторителей тока ( $K_i=1$ ), которые легко реализуются на МОП транзисторах. Однако в этом случае, несмотря на возможность параметрической оптимизации чувствительности, реализация её численного значения оказывается практически невозможной. Действительно, при  $k=1$

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^{f_p} = 0, \quad S_R^Q = -S_{r_{bx}}^{f_p} = \frac{1}{2}, \quad (1.51)$$

$$R = 4Q^2 r_{bx} = 4Q^2 / S, \quad (1.52)$$

где  $S$  – крутизна МОП транзистора.

В этой связи даже для небольшой добротности численное значение  $R$  технически реализовать не только затруднительно, но невозможно по энергетическим соображениям. Таким образом, с учётом чувствительности (1.48) решение общей задачи связано с созданием экономичных усилителей тока с  $K_i > 1$  и стабильным численным значением этой величины. Тогда требуемое значение

$$K_i = 1 + m^2(k^2 + 1) - mkd_p, \quad d_p = 1/Q \quad (1.53)$$

приводит к следующим параметрическим чувствительностям

$$S_R^Q = -S_{r_{bx}}^Q \approx Q \frac{1 - K_i}{mk}, \quad (1.54)$$

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q \approx \frac{Q}{2} \left[ \frac{1 - K_i}{mk} - m(k - 1/k) \right], \quad (1.55)$$

которые наряду с (1.49) и (1.50) являются критерием рациональности выбора параметрических условий при решении общей задачи.

### **1.3.2. Пример схемотехнического проектирования звена второго порядка**

Как видно из приведённых выше результатов анализа структуры звена, решение общей задачи требует создания усилителя тока с  $K_i > 1$ , при этом его принципиальную схему необходимо интегрировать с входным преобразователем напряжение-ток (ПНТ) так, чтобы при каскадировании звеньев не возникало проблем согласования режимов работы активных компонентов.

На рисунке 1.13 приведена упрощённая принципиальная схема такого звена на n-МОП транзисторах.

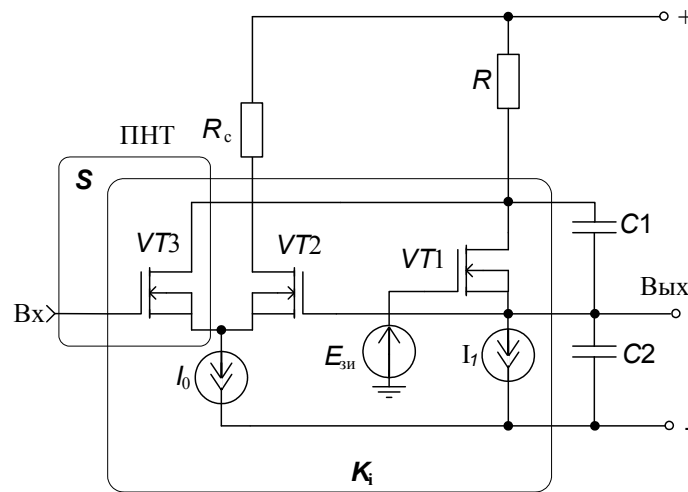


Рис. 1.13. Упрощённая принципиальная схема полосового звена второго порядка на базе усилителя тока

Здесь дифференциальный каскад на VT2, VT3 реализует не только входной преобразователь напряжение-ток (ПНТ), но и совместно с VT1 (в силу конечного значения его крутизны S) усилитель тока. Анализ схемы приводит к следующему результату

$$K_i = 1 + \frac{S_2}{S_1} \frac{S_3}{S_2 + S_3}; r_{\text{вх}} = 1/S_1, \quad (1.56)$$

$$S = \frac{S_2 S_3}{S_2 + S_3}, \quad (1.57)$$

где S – крутизна i-го МОП транзистора.

Структурно увеличения коэффициента усиления  $K_i$  можно добиться за счёт параллельного подключения дополнительных входных дифференциальных каскадов, а параметрически – выбором геометрии транзисторов VT2 и VT3, направленным на увеличение их крутизны. Кроме этого, реализация относительно большой добротности полюса возможна и при использовании в схеме однотипных транзисторов с одинаковым режимом работы ( $S_1=S_2=S_3$ ). Действительно, как это следует из соотношений (1.56), (1.47), (1.46)

$$Q = \left[ m(k + 1/k) - \frac{1}{2mk} \right]^{-1}, \quad (1.58)$$

выбор параметров m и k RC-цепи позволяет добиться практически любого значения Q. Однако в этом случае наблюдается увеличение параметрических чувствительностей (1.50), (1.54), (1.55) и увеличение относительной погрешности параметров полюса (1.49).

Графическая интерпретация этого вывода показана на рисунке 1.14.

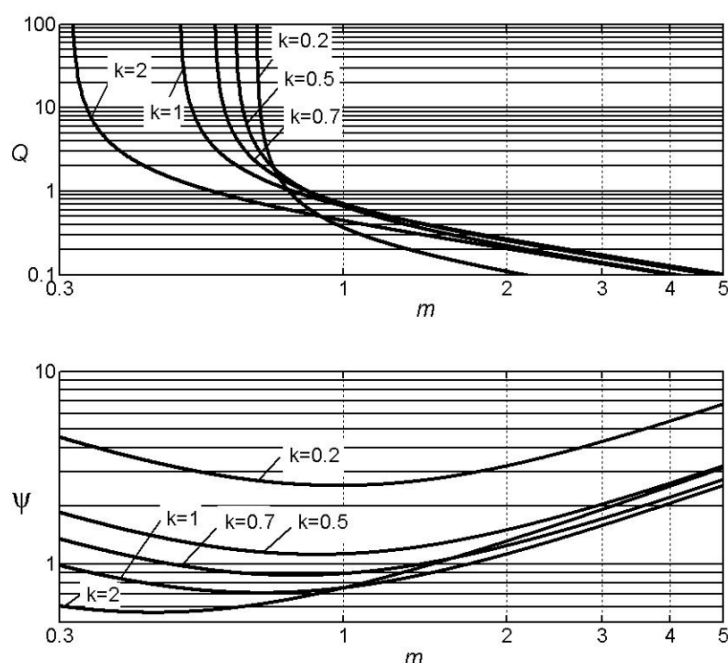


Рис. 1.14. Зависимость реализуемой добротности  $Q$  и  $\psi$ -степени влияния  $f_1$  на  $\delta f_p$  и  $\delta Q$  для схемы полосового звена с усилителем тока при  $K_i=1,5$

Для уменьшения интегрального показателя  $\psi$ , определяющего в соответствии с соотношениями (1.49), (1.50) погрешности параметров полюса и составляющие чувствительностей

$$\delta f_p = \delta Q = -S_{f_1}^{f_p} = S_{f_1}^Q = \frac{f_p}{f_1} \psi(m, k) \quad (1.59)$$

необходимо использовать области локальных минимумов для различных параметров  $k$ .

Однако реализация относительно больших значений добротности  $Q$  в этом случае оказывается невозможна, поэтому область практических параметров  $m$  определяется неравенством  $0,3 \leq m \leq 0,8$ . В этом случае параметр  $k$  позволяет уменьшить  $\psi$  и, следовательно, расширить диапазон рабочих частот схемы.

Дополнительным фактором, повышающим качество схемы, является согласно чувствительностям (1.48), (1.54) и (1.55) максимизация произведения  $mk$ . Именно поэтому увеличение этих чувствительностей является «платой» за уменьшение влияния  $f_1$  на параметры полюса. Действительно, при  $K_i=1$  минимизация чувствительностей (1.54) и (1.55) приводит к  $f_1 \approx Q$  и увеличению влияния  $f_1$  усилителя тока на параметры схемы. Аналогичные зависимости легко построить и для иных практических случаев реализации коэффициента усиления усилителя тока.

Результаты моделирования принципиальной схемы на базе n-МОП транзисторов технологического процесса SGB25VD ( $w=50\mu$ ,  $l=250\text{nm}$ ,  $ng=1$ ) в среде Cadence Virtuoso приведены на рисунке 1.15. При этом для реализации добротности  $Q=3,1$  при  $f_p=915,6$  МГц использовались в соответствии с рисунком 1.14 параметры проектирования  $m=0,7$ ,  $k=0,5$ , что позволяет реализовать  $\psi=1,5$  и практически двукратное расширение диапазона рабочих частот звена.

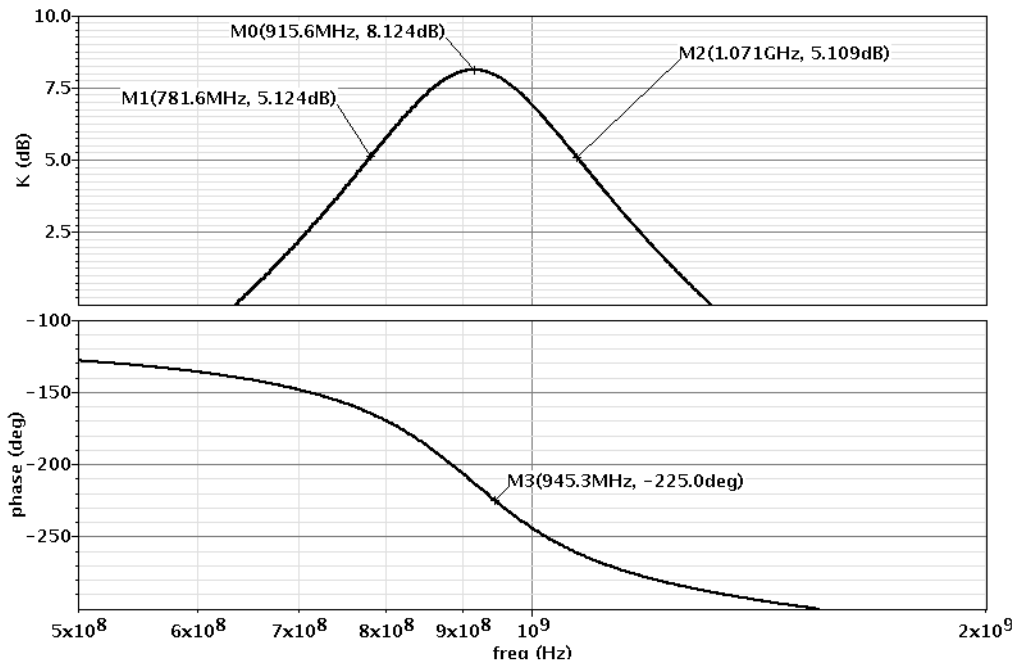


Рис. 1.15. Результаты моделирования принципиальной схемы в Cadence Virtuoso ( $C_1=400$  фФ,  $C_2=100$  фФ,  $R=1,1$  кОм,  $S1=2,1$  мА/В, токи стоков транзисторов  $I_{V1.C}=I_{V2.C}=I_{V3.C}=0,5$  мА)

Таким образом, использование усилителей тока на МОП транзисторах позволяет не только расширить диапазон рабочих частот экономичных полосовых фильтров, но и в отличие от традиционных решений [4] существенно упростить согласование звеньев второго порядка в фильтрах высокого порядка. Действительно, из принципиальной схемы рисунка 1.13 видно, что постоянные напряжения, а также входные и выходные импедансы VT3 и VT1 структурно согласованы.

## 1.4. Выводы

В соответствии с поставленной в работе задачей и полученными результатами можно сформулировать ряд теоретических выводов. Во-первых, повышение эффективности использования активных элементов, и в

частности усилителей тока, связано с использованием в контуре их обратной связи симметричных частотозависимых цепей. Именно это свойство обеспечивает независимость частоты полюса (1.5) от коэффициента усиления активного элемента, а также максимальное увеличение добротности ( $Q=1/d_p$ ) (1.7), (1.8). Во-вторых, это свойство выравнивает влияние площади единичного усиления активных элементов  $B_s$  на параметры полюсов (10), (11). В частности, использование неинвертирующих усилителей ( $K>0$ ) связано с созданием пассивных частотозависимых цепей полосно-пропускного типа, при этом в соответствии с (1.9) уменьшается требуемое значение коэффициента усиления и создаются достаточные для максимизации площади усиления  $B_s$  структурные степени свободы [22]. Наконец, степень влияния  $B_s$  непосредственно определяется собственным затуханием полюса пассивной цепи  $D_p$ . С этих позиций обосновывается целесообразность использования разделённых RC-цепей и создания области параметрического компромисса между различными составляющими общей чувствительности принципиальных схем. Это положение требует определённых комментариев.

Как следует из общего соотношения (1.5) и его следствия (1.26), частота полюса определяется в основном параметрами резисторов и конденсаторов пассивной цепи, поэтому максимальное отклонение как АЧХ, так и ФЧХ звеньев определяется соответствующей чувствительностью и технологическими и температурными отклонениями резисторов ( $\Theta_R$ ) и конденсаторов ( $\Theta_C$ ). Именно поэтому этот вклад пропорционален реализуемой  $Q$

$$\left[ \frac{\Delta|F(j\omega)|}{|F(j\omega)|} \right]_{\max} = Q(\Theta_R + \Theta_C), \quad \Delta \arg F(j\omega) = 2Q(\Theta_R + \Theta_C). \quad (1.60)$$

С другой стороны (соотношения (1.9), (1.27)), как затухание полюса, так и его добротность определяются точностью реализации отношений этих элементов ( $\Delta\Theta_R$ ,  $\Delta\Theta_C$ ), которые для любых технологий существенно меньше  $\Theta_R$  и  $\Theta_C$ . Поэтому при решении практических задач можно допустить реализацию более высокой параметрической чувствительности этого параметра (практически до равенства вкладов  $\Theta_R$ ,  $\Delta\Theta_R$  и  $\Theta_C$ ,  $\Delta\Theta_C$ ). Из соотношения (1.9) и свойств симметричных RC-цепей второго порядка (функциональные зависимости  $D_p$  и  $D_0$ ) следует

$$D_0 = 2m, \quad D_p = 2m + 1/m, \quad S_m^{dp} = 3mQ, \quad S_K^{dp} = -QK \frac{1}{m}, \quad (1.61)$$

где  $m$  – отношение однотипных параметров пассивных элементов ( $R$  или  $C$ ), точность реализации которых определяется  $\Delta\Theta_R$  или  $\Delta\Theta_C$ .

Таким образом, условие равенства вкладов связано с реализацией условий

$$\Theta_R = \Delta\Theta_R \frac{3m}{2}, \quad \Theta_C = \Delta\Theta_C \frac{3m}{2}, \quad (1.62)$$

определяющих допустимое максимальное значение

$$m \leq 2\Theta_R / 3\Delta\Theta_R, \quad m \leq 2\Theta_C / 3\Delta\Theta_C. \quad (1.63)$$

Как видно из (1.61), (1.10), (1.11), условие  $m_{\text{opt}} = 1$  является достаточным для недоминирующего характера влияния затухания на неустойчивость частотных характеристик фильтров. В этом случае  $D_p = D_{p\text{min}} = 3$ ,  $D_0 = 2$  и, как следует из (1.9),  $K < 3$  при любых  $Q$ . Поэтому

$$S_m^{\text{dp}} = -S_K^{\text{dp}} = 3Q; \quad S_{\text{BS}}^{\text{op}} = S_{\text{BS}}^{\text{dp}} < -\frac{9}{2} \frac{\omega_p}{B_s}, \quad (1.64)$$

а реализация требуемой добротности связана с созданием качественного усилителя тока с  $1 \leq K_i < 3$  [22].

Аналогично для разделённых симметричных цепей (пример на рис. 1.10) можно получить

$$D_0 = m, \quad D_p = m + 1/m \quad (1.65)$$

и показать, что при  $m_{\text{opt}} = 1$

$$S_m^{\text{dp}} = -S_K^{\text{dp}} = 2Q, \quad S_{\text{BS}}^{\text{op}} = S_{\text{BS}}^{\text{dp}} < 2 \frac{\omega_p}{B_s} \quad (1.66)$$

и для любого значения  $Q$  требуется

$$1 \leq K_i < 2 \quad (1.67)$$

меньшее значение коэффициента передачи при более широком диапазоне рабочих частот.

Последнее соотношение показывает преимущества схем с разделёнными RC-цепями, когда указанный диапазон значений  $K_i$  достигается геометрией биполярных транзисторов и обеспечивает более высокую стабильность коэффициента усиления.

Путём анализа базисной структуры звена второго порядка сформулированы достаточные условия повышения эффективности использования активных элементов. Показана целесообразность использования усилителей тока в фильтрах ВЧ- и СВЧ-диапазонов. Приводятся примеры методического характера и формулируются выводы прикладного значения.

Полученные результаты показывают, что предельные оценки эффективного использования активных элементов для локализации полюсов передаточных функций  $(\omega_p, d_p)$  электрических фильтров создают дополнительные возможности оптимизации структуры и параметров усилителей тока. При этом, как это следует из (1.66), оптимальное соотношение пара-



метров частото задающих пассивных элементов не только не увеличивает общую нестабильность частотных характеристик фильтров, но и позволяет уменьшить влияние площади усиления (частоты единичного усиления) на достижимый схемой диапазон рабочих частот. Именно это в конечном итоге и позволяет осуществлять общую декомпозицию простых процедур в активных фильтрах [23]. Как видно из рассмотренного примера звена полосового типа, при таком подходе функциональная настройка их параметров достаточно легко осуществляется через режимную зависимость входного сопротивления и коэффициента передачи усилителя тока. Создание таких усилителей возможно с использованием общих для микросхемотехники принципов собственной и взаимной компенсации влияния паразитных параметров как полевых, так и биполярных транзисторов [9–23].

При реализации избирательных усилителей в КМОП базисе для реализации более высокой добротности в соответствии с соотношением (1.47) при жёстких ограничениях на  $\delta Q$  и  $\delta f_p$  (1.49) и (1.50) увеличение коэффициента усиления  $K_i$  в соответствии с (1.56) возможно увеличением крутизны  $V_{T2}$  и  $V_{T3}$ , что достигается в рамках практически любых КМОП технологий выбором геометрии этих транзисторов. Например, в техпроцессе SGB25VD для увеличения  $S_2$  и  $S_3$  в два раза и реализации  $K_i=2$  достаточно использовать приборы с увеличенной геометрией ( $w=100\mu$ ,  $l=250n$ ,  $n_g=1$ ). Указанный вариант можно использовать для уменьшения параметрической чувствительности (1.50). В ряде случаев целесообразно использование повторителя тока. Как видно из соотношения (1.51), (1.50), (1.49), уменьшение параметрической чувствительности приводит к увеличению влияния  $f_i$ . В этом случае в структуре активных элементов целесообразно применение принципа собственной компенсации [20, 21].

Приведённые в п. 1.1 параметры SiGe транзисторов позволяют по выполненным в пп. 1.2, 1.3 исследованиям выбрать рациональную технологию производства обсуждаемых в работе устройств частотной селекции.

Рассмотрены особенности 0,25 мкм и 0,13 мкм SiGe БиКМОП технологии. Разработаны методы реализации СВЧ избирательных усилителей (ИУ) с малым током потребления. Предложен вариант решения общей задачи схемотехнического синтеза на n-МОП транзисторах звена полосового фильтра с ограниченным коэффициентом передачи. Показана возможность оптимального выбора области параметрического компромисса. Проведены аналитические расчёты и компьютерное моделирование в САПР Cadence Virtuoso на базе SiGe техпроцессов фирмы IHP (Германия).

## ГЛАВА 2

### ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Практическая реализация рассмотренных в разделе 1 структурных схем активных RC-фильтров связана с созданием функционально полного набора усилителей тока (УТ), определяющих их основные качественные показатели. Ниже рассматривается архитектура УТ, реализуемых на базе SiGe и АБМК\_1\_3 технологий.

Ранее выполненные исследования [23] показывают, что для повышения качественных показателей селективных цепей на основе операционных усилителей (ОУ) необходимы дополнительные исследования, связанные с расширением их частотного диапазона, а также быстродействия, повышения диапазона линейной работы и снижения уровня шумов, связанных с несовершенством источников питания.

Ниже рассматриваются схемотехнические подходы решения данных задач.

#### 2.1. Инвертирующие и неинвертирующие усилители тока

Существующая тенденция расширения номенклатуры только усилителей напряжения не является оптимальной. Это обуславливает актуальность развития схемотехники усилителей тока общего и частного применения. На этом направлении скрыты потенциальные возможности совершенствования аналоговых микросхем общего и частного применения.

Анализ литературы в области аналоговых микросхем показывает, что схемотехника усилителей тока развита недостаточно, а публикации имеют фрагментарный характер. В отличие от усилителей напряжения, в литературе (за исключением [24, 25]) практически отсутствуют обобщающие монографии по усилителям тока. По отношению к потенциальным цепям (входным и выходным сигналами являются напряжения) дуальными являются усилители тока.

Для работы в СВЧ-частотном диапазоне весьма перспективны усилители тока Гильберта [26]. В связи с особой актуальностью развития элементной базы для СВЧ-диапазона представляют существенный интерес методы их построения при малых напряжениях питания [27, 28], а также поиск перспективных архитектур усилителей, являющихся альтернативой широко распространённой ячейки Гильберта.

В общем случае для синтеза ИУ по вышерассмотренным структурам могут потребоваться широкополосные неинвертирующие и инвертирующие усилители тока и напряжения, качественные показатели которых являются доминирующими факторами, определяющими важнейшие параметры устройств частотной селекции на их основе.

### 2.1.1. Базовые схемотехнические решения

В качестве неинвертирующих усилителей тока в активных RC-фильтрах ВЧ- и СВЧ-диапазонов при невысоких значениях реализуемой добротности могут применяться каскады с общей базой рисунка 2.1а, в т.ч. на основе составных транзисторов (рис. 2.1б, рис. 2.1в).

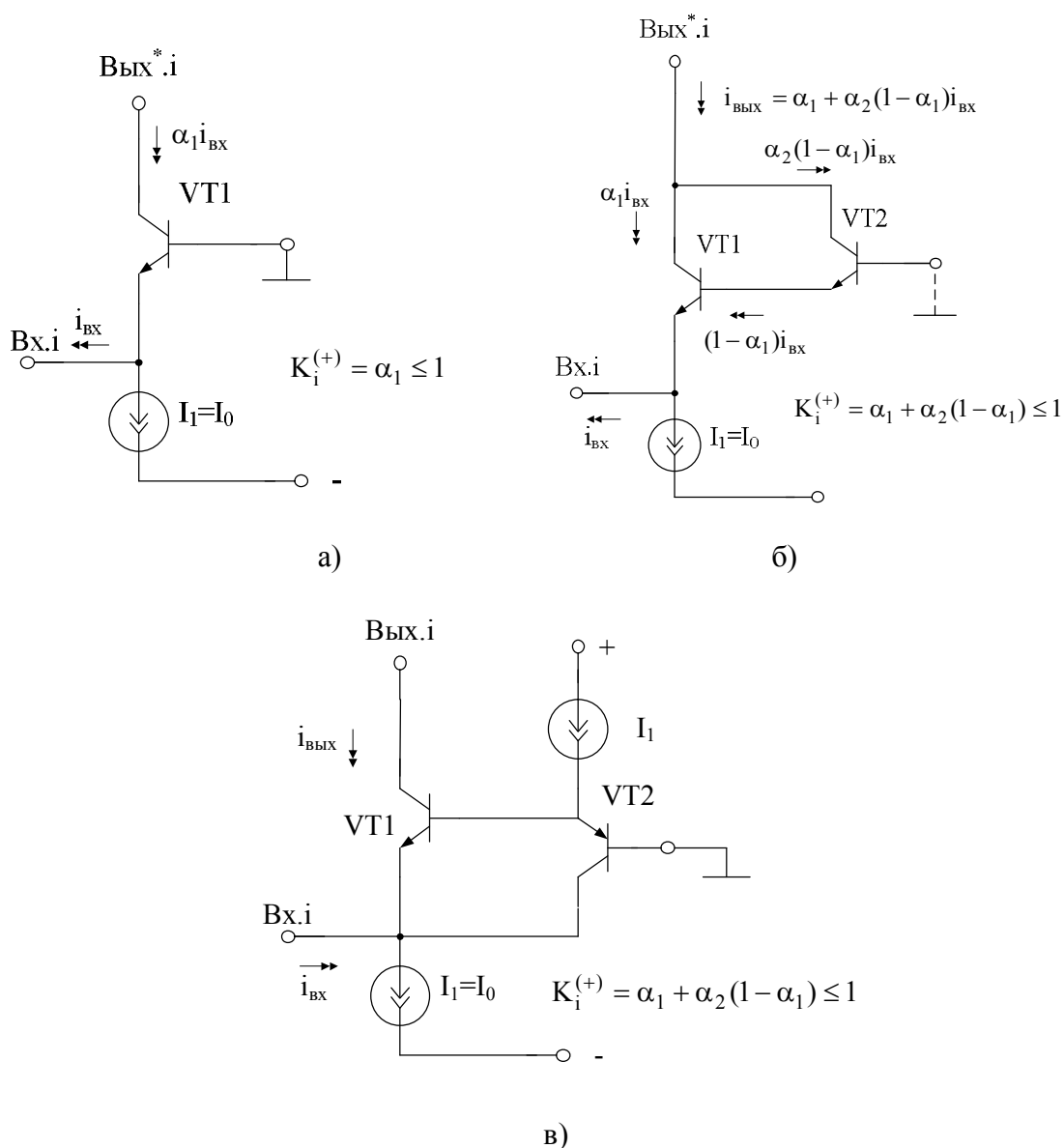


Рис. 2.1. Элементарные неинвертирующие повторители тока с  $K_i^{(+)} \leq 1$

Для схемы рисунка 2.1а коэффициент передачи по току  $K_i^{(+)} = \alpha_1 = 0,9 \div 0,999$ , входное сопротивление  $r_{\text{вх}} = \varphi_T / I_0$ , где  $\varphi_T = 26$  мВ – температурный потенциал,  $\alpha_1$  – коэффициент передачи по току эмиттера  $i$ -го транзистора. За счёт управления статическим током  $I_0$  можно изменять величину входного сопротивления  $r_{\text{вх}}$  и осуществлять таким образом подстройку ряда параметров фильтра до заданной величины.

Более универсальными усилителями тока, обеспечивающими как неинвертирующую ( $K_i^{(+)}$ ), так и инвертирующую ( $K_i^{(-)}$ ) передачу входного сигнала, являются схемы на основе токовых зеркал (рис. 2.2).

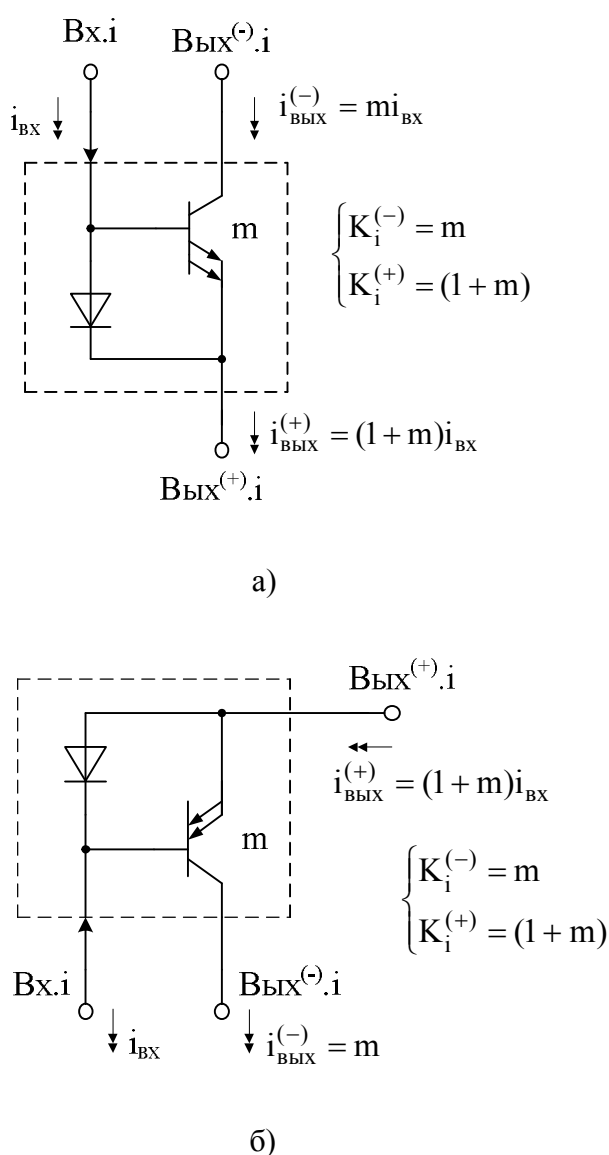


Рис. 2.2. Универсальные усилители тока на основе токовых зеркал

с  $K_i^{(+)} > 1, K_i^{(-)} > 1$

За счёт изменения числа  $m$  параллельно включённых выходных транзисторов (площадей их эмиттерных переходов) можно в достаточно широких пределах изменять основные параметры таких усилителей тока.

Схема усилителя тока на рисунке 2.3 также использует свойства токовых зеркал рисунка 2.2. Её особенность – наличие противофазных выходов, согласованных с шиной положительного источника питания.

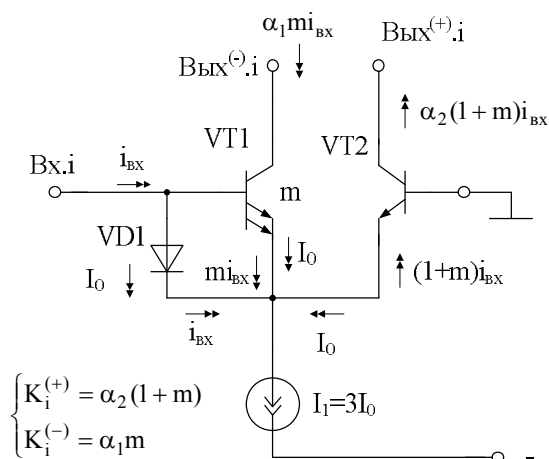


Рис. 2.3. Универсальный усилитель тока с  $K_i^{(+)} > 1$  на основе дифференциального каскада

Транзистор VT2 обеспечивает привязку выходных токов токового зеркала (VD1, VT1) к шине положительного источника питания.

В современной микроэлектронике широко применяются так называемые усилители тока Гильберта (рис. 2.4). Их основное достоинство – широкий диапазон рабочих частот и наиболее полное использование высокочастотных свойств применяемых транзисторов.

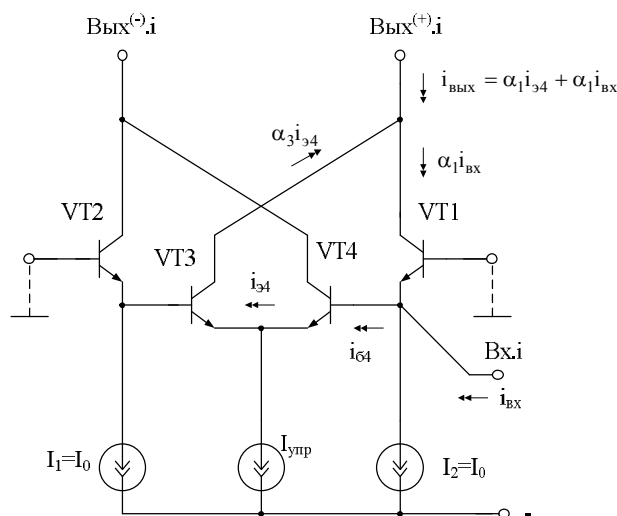


Рис. 2.4. Неинвертирующий усилитель тока на базе ячейки Гильберта

За счёт изменения управляющего тока  $I_{упр}$  можно изменять неинвертирующий коэффициент передачи по току со входа  $Vx.i$  к выходу  $Vых^{(+).i}$ :

$$K_i^{(+)} = \alpha_1 + \frac{\alpha_3}{4\alpha_4 \frac{I_0}{I_{упр}} + \frac{\alpha_4}{\beta_4}} \approx \alpha_1 + \frac{I_{упр}}{4I_0},$$

где  $\alpha_i \approx 1$  – коэффициент усиления по току эмиттера  $i$ -го транзистора;  $\beta_4$  – коэффициент усиления по току базы транзистора VT4.

В качестве функциональных узлов активных RC-фильтров со структурами, рассмотренными в разделе 1, могут также применяться схемы на полевых транзисторах, двухканальные дифференциальные усилители с активными нагрузками, перегнутые каскоды и т.д. и т.п. Например, в схеме рисунка 2.5 для повышения коэффициента усиления каскада с общей базой вводится параллельный канал на транзисторах VT3, VT4.

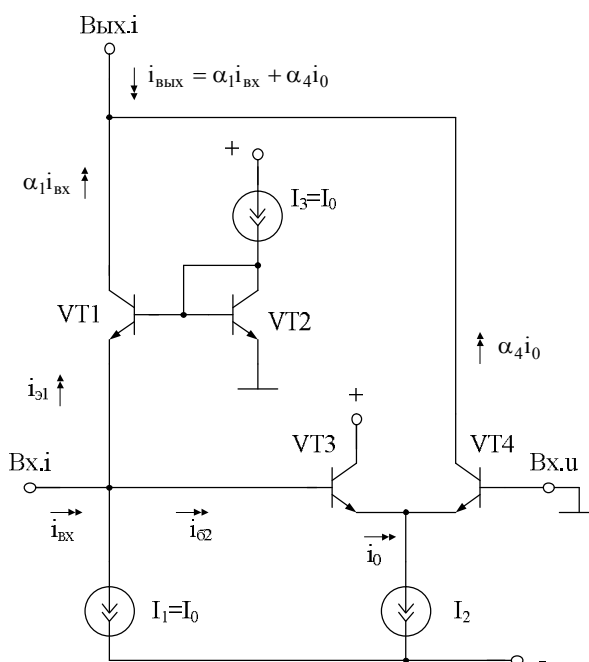


Рис. 2.5. Метод введения параллельного канала для повышения  $K_i^{(+)} \geq 1$  каскада с общей базой (VT1)

Изменяя ток  $I_2$ , можно управлять величиной  $K_i^{(+)}$ .

На рисунке 2.6 приведён модифицированный усилитель тока Гильберта, в котором введена общая отрицательная обратная связь по синфазному сигналу. За счёт управления током  $I_1$  можно изменять неинвертирующий коэффициент передачи по току в широких пределах.

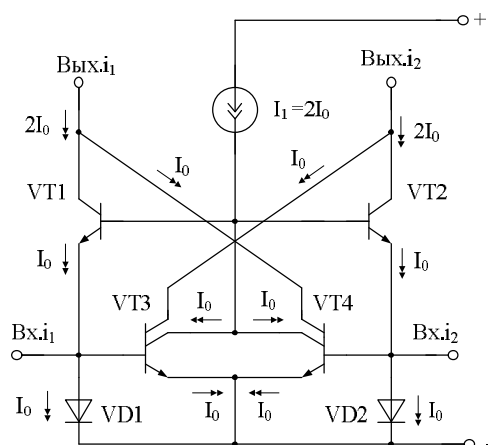


Рис. 2.6. Усилитель тока Гильберта с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу (П4690а)

Пример построения усилителя тока на n-p-n и p-n-p транзисторах приведён на рисунке 2.7. Особенность данной схемы – привязка инвертирующих выходов к разным шинам источников питания.

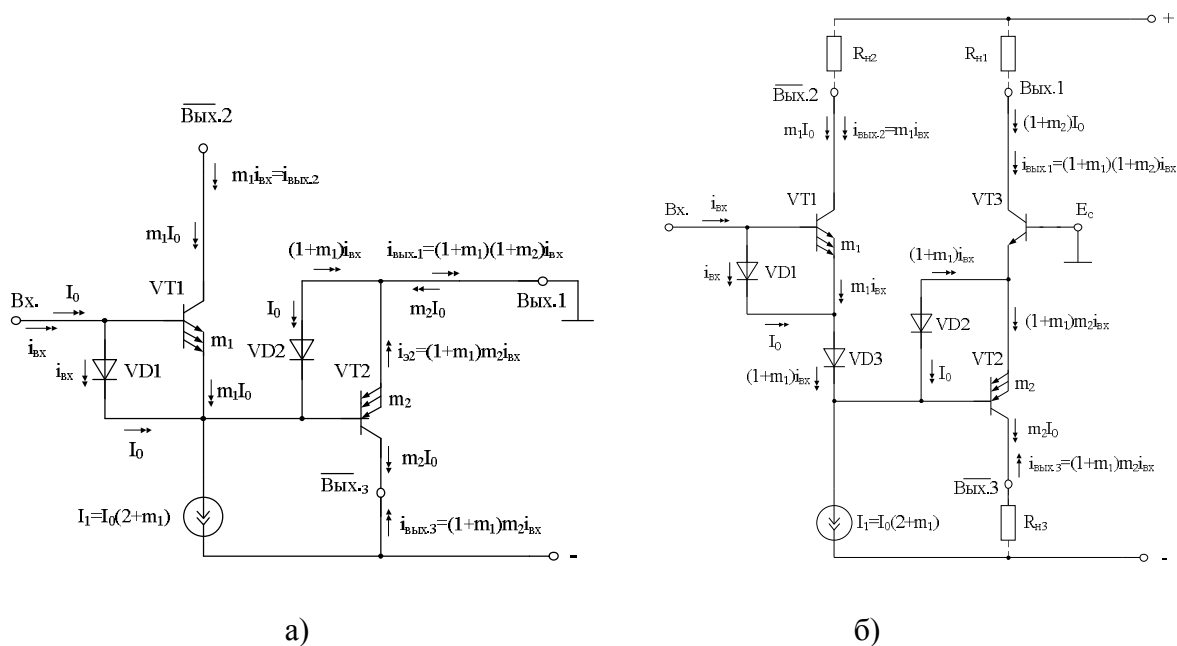


Рис. 2.7. «Горизонтальный» усилитель тока на p-n-p и n-p-n транзисторах (а) и его практическое включение (б) (П4924, П4925)

На рисунке 2.7б выше рассмотренная схема добавлена выходным каскодом на транзисторе VT3, что расширяет её функциональные возможности.

В тех случаях, когда технологический процесс изготовления активных RC-фильтров допускает применение n-p-n и p-n-p транзисторов, в схемах могут использоваться усилители тока рисунка 2.8.

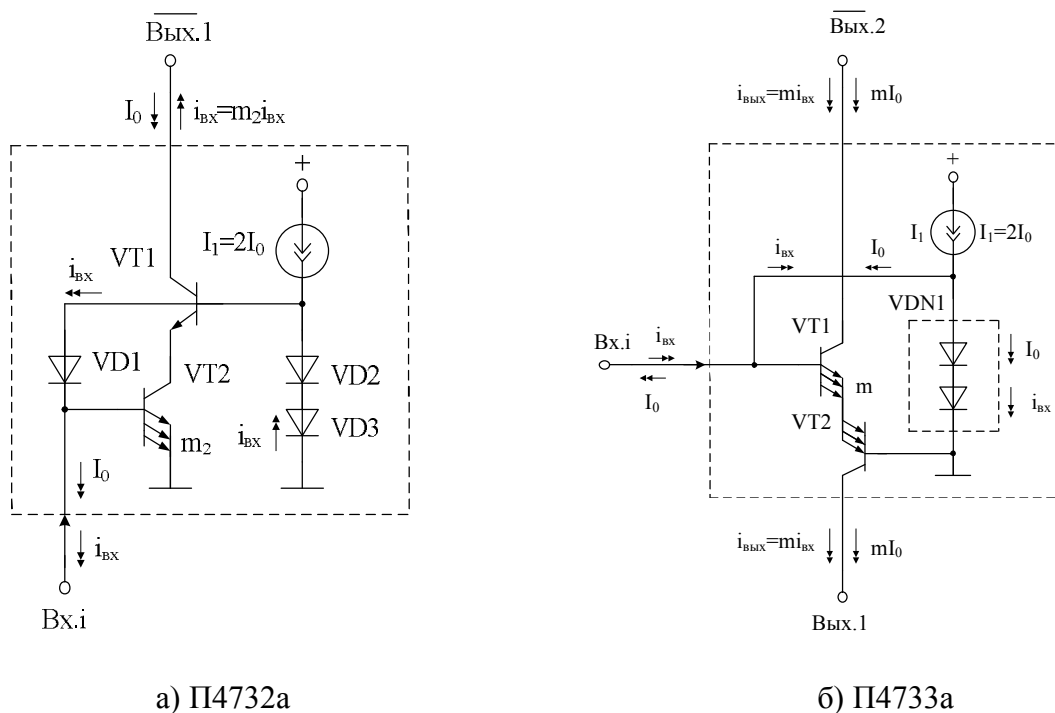


Рис. 2.8. Варианты построения усилителей тока на n-p-n и p-n-p транзисторах

Особенность комплементарных усилителей тока рисунка 2.9 – неодинаковые коэффициенты передачи по току для инвертирующих и неинвертирующих выходов, которые определяются соотношением площадей эмиттерных переходов транзисторов  $VT1-VT4$ .

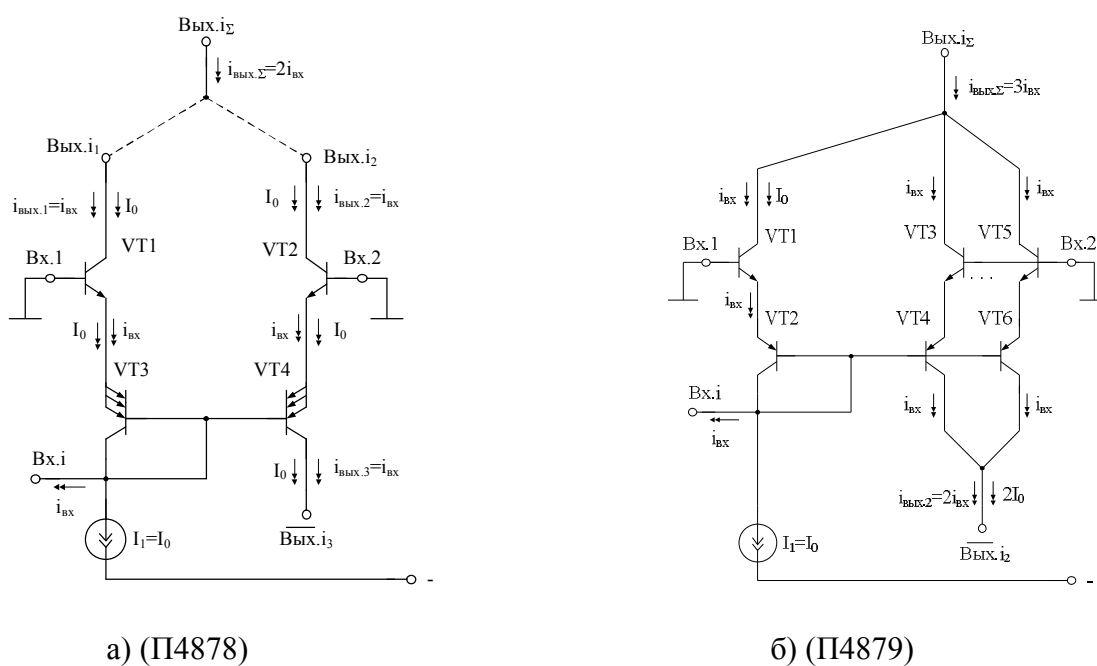


Рис. 2.9. Комплементарные усилители тока с  $K_i^{(+)}=2$  и  $K_i^{(-)}=-1$



В схеме рисунка 2.10 заданное значение неинвертирующего коэффициента передачи по току также определяется соотношением площадей эмиттерных переходов транзисторов VT3 и VT4.

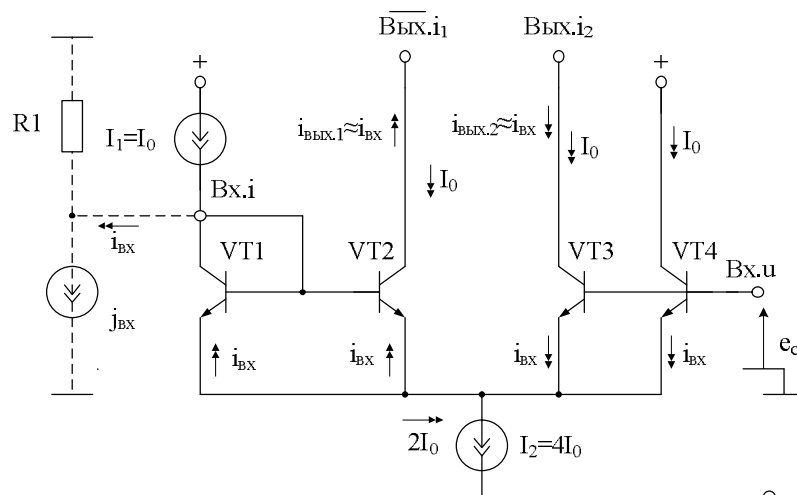


Рис. 2.10. (П4823). Схема УТ с выходным делителем тока

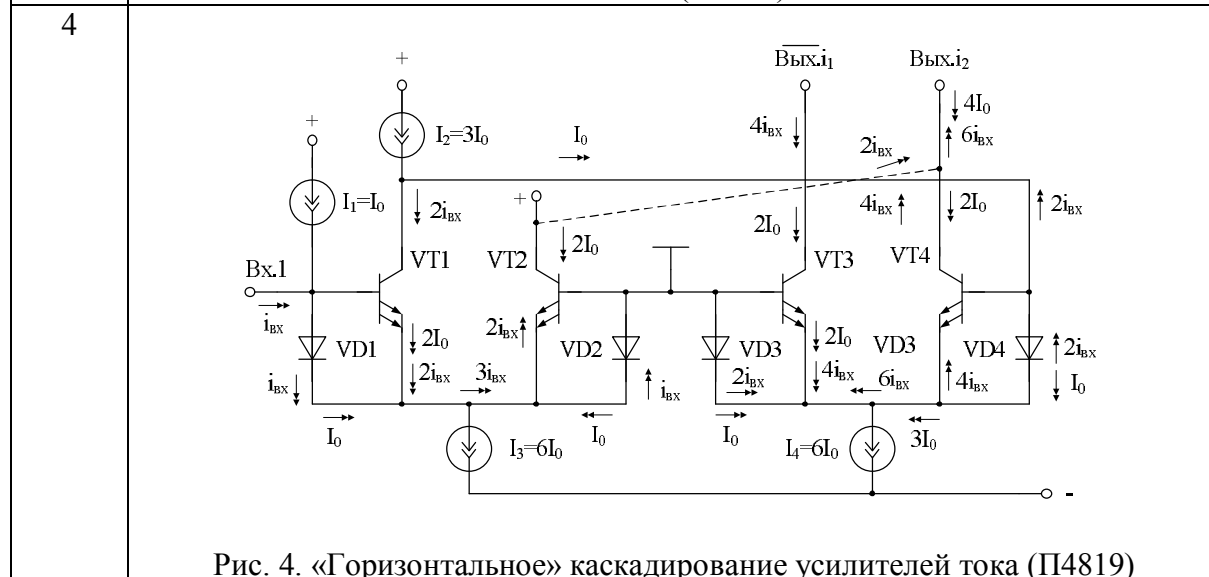
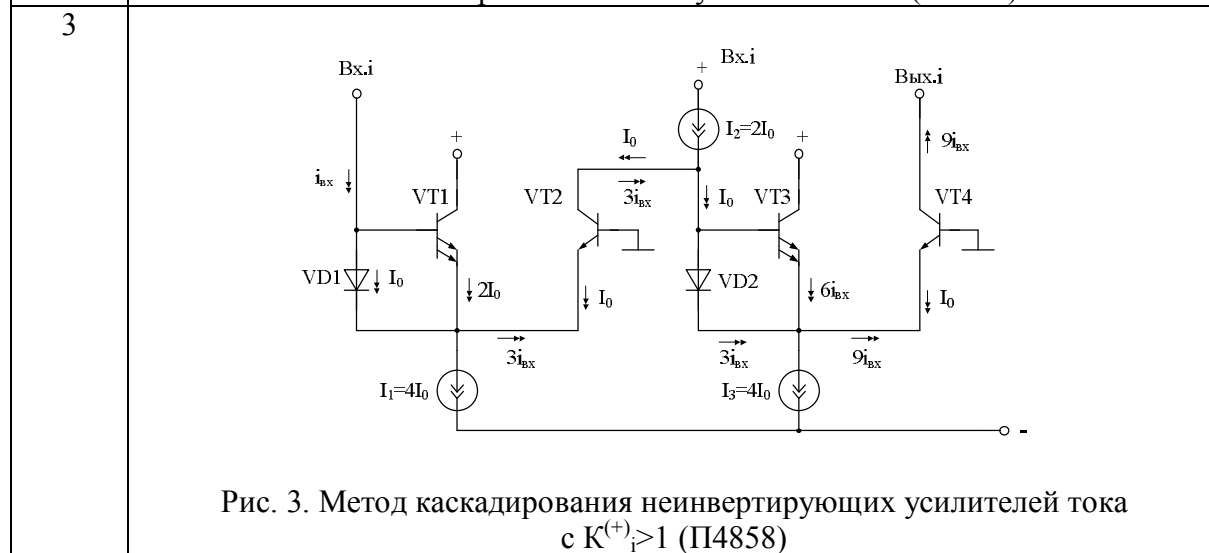
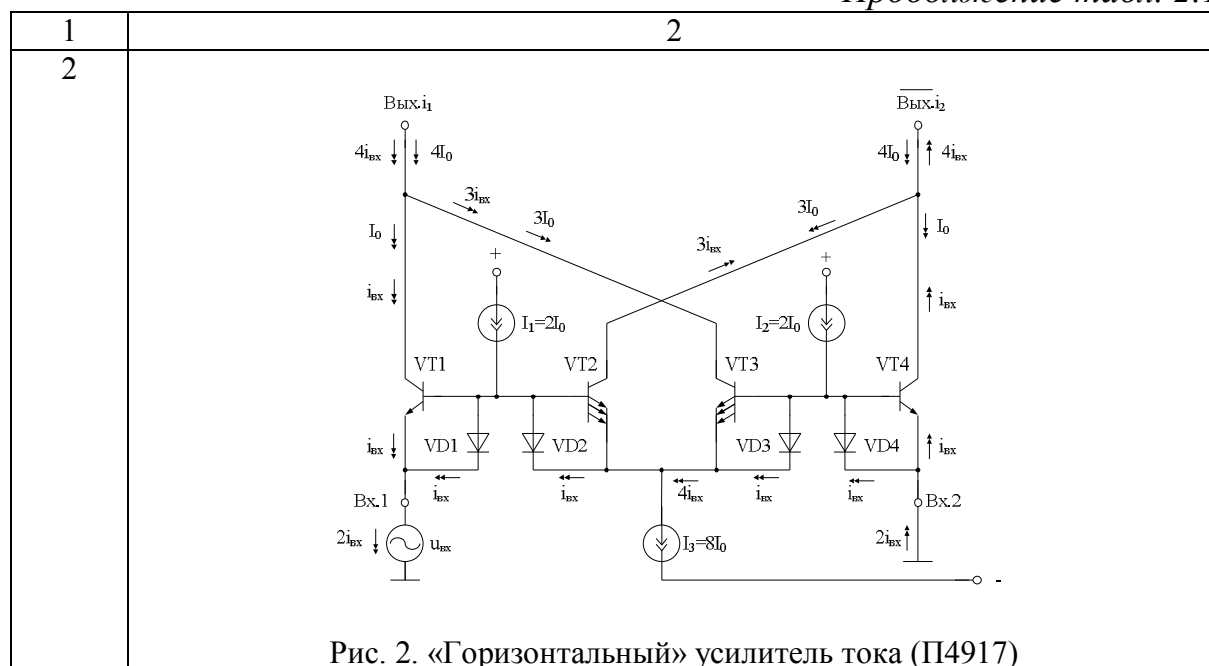
В таблице 2.1 приведены другие варианты построения усилителей тока и преобразователей «напряжение-ток».

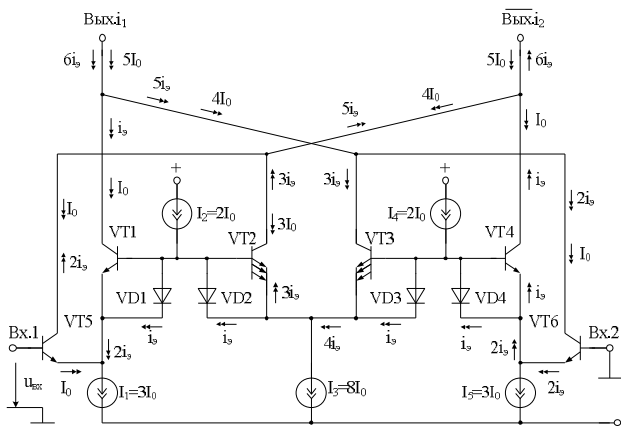
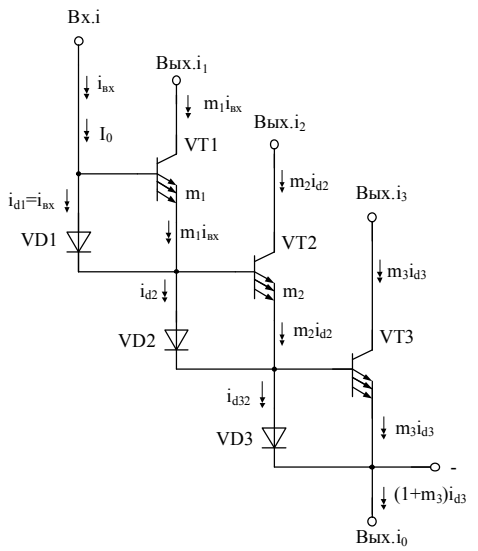
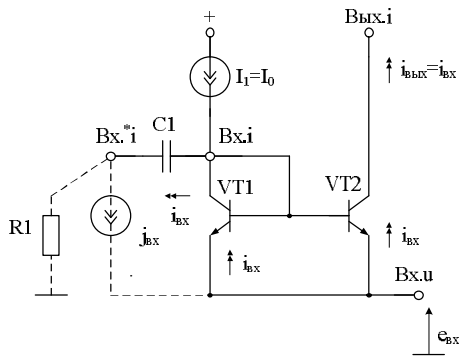
Таблица 2.1

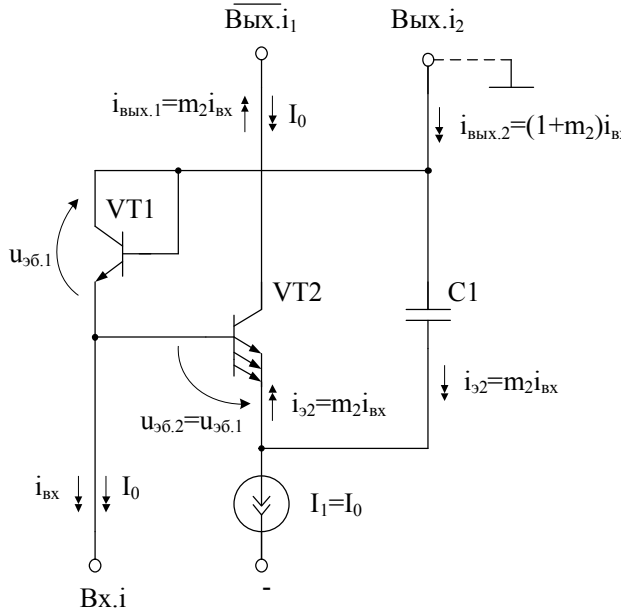
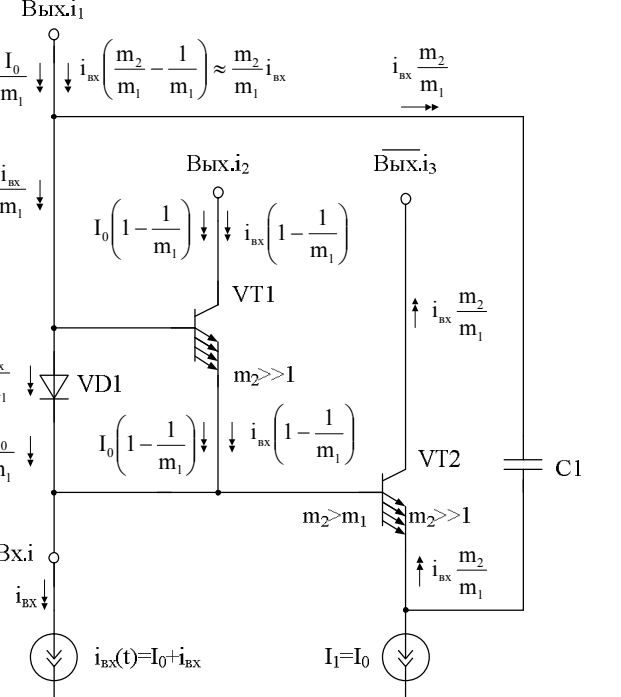
### Примеры построения усилителей тока

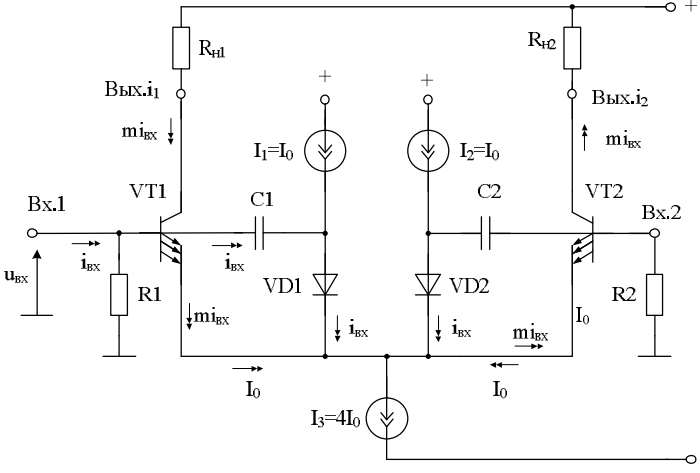
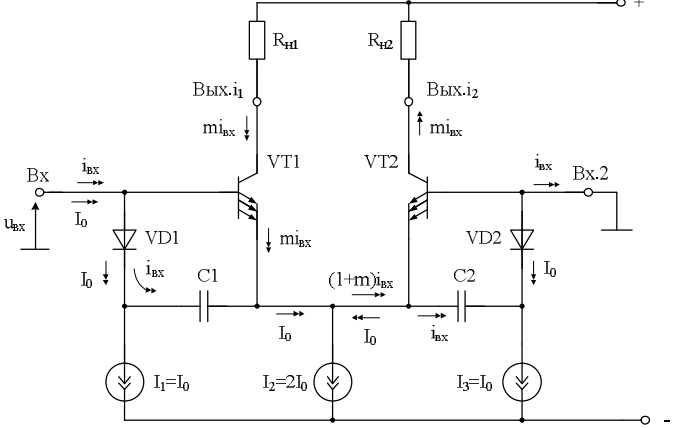
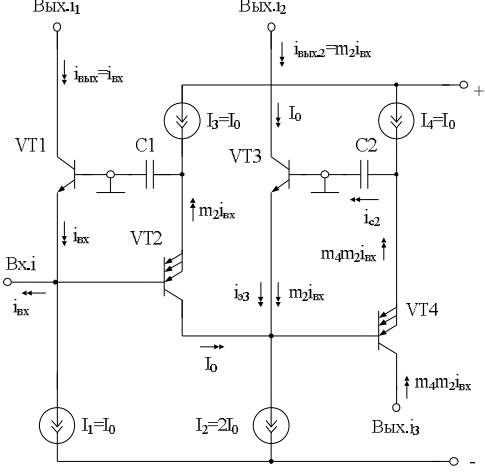
| № п/п | Схема УТ |
|-------|----------|
| 1     | 2        |
| 1     |          |

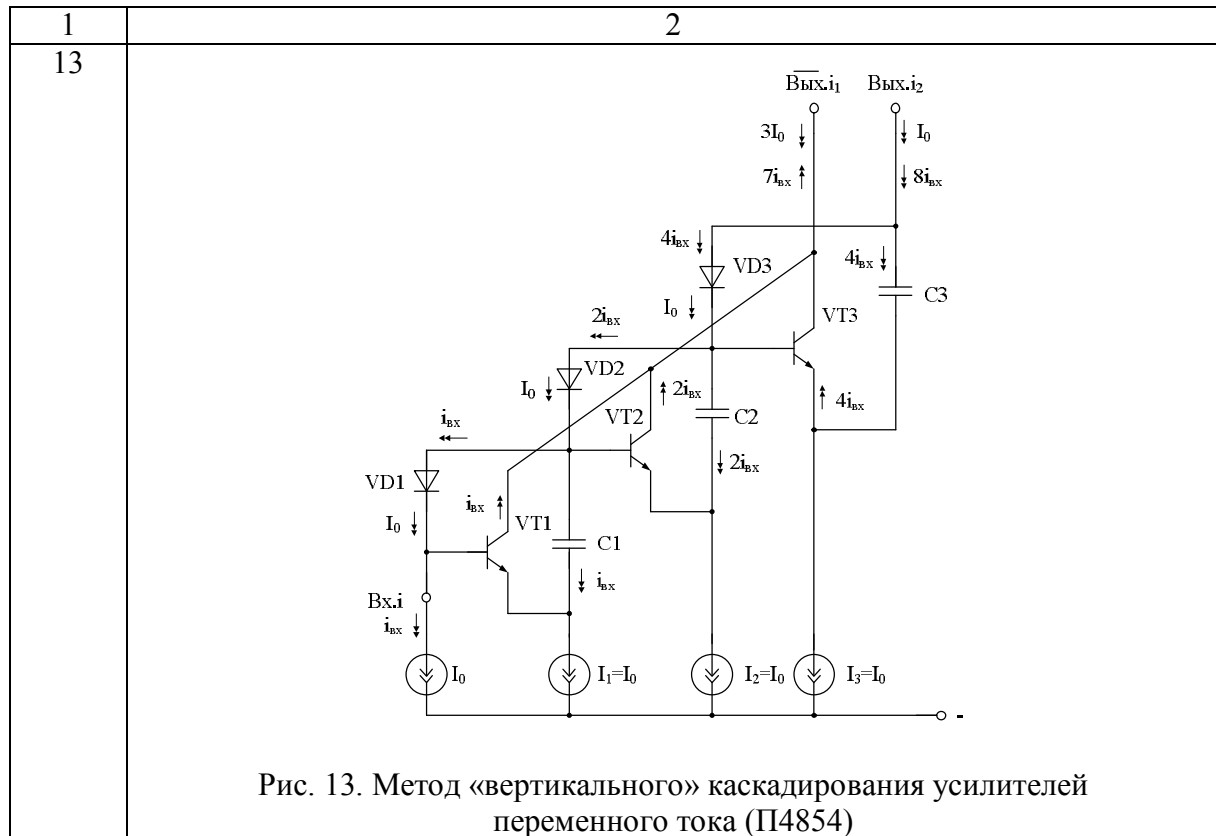
Рис. 1. Широкополосный УТ с дифференциальным включением токовых зеркал (П4926)



| 1 | 2   |
|---|---|
| 5 |  <p>Рис. 5. Преобразователь «напряжение-ток» на базе «горизонтального» усилителя тока (П4918)</p> |
| 6 |  <p>Рис. 6. Широкополосное «вертикальное» каскадирование усилителей тока (П4855)</p>             |
| 7 |  <p>Рис. 7. Усилитель переменного тока с разделительным конденсатором C1 (П4823)</p>            |

| 1 | 2  |
|---|--|
| 8 |  <p>Рис. 8. Метод увеличения коэффициента усиления токового зеркала на п-р-п транзисторах <math>K_i^{(+)} = 1 + m_2 &gt; 1</math>; <math>K_i^{(-)} = m_2 &gt; 1</math> (П4843)</p> |
| 9 |  <p>Рис. 9. Метод «выравнивания» коэффициентов передачи по току усилителя с противофазными токовыми выходами (П4957)</p>   |

| 1  | 2   |
|----|---|
| 10 |  <p>Рис. 10. Усилитель переменного тока с RC-связью (П4940)</p>   |
| 11 |  <p>Рис. 11. Усилитель переменного тока – фазорасщепитель с высокочастотной RC-коррекцией (п4939)</p>                      |
| 12 |  <p>Рис. 12. Метод «горизонтального» каскадирования усилителей переменного тока на p-n-p и n-p-n транзисторах (П4857)</p> |



### 2.1.2. Широкополосные усилители Гильберта с малым напряжением питания

Рассмотрим более подробно схемотехнику усилителей тока Гильберта как одного из наиболее перспективных функциональных узлов.

Существенный недостаток классического УТ Гильберта (рис. 2.11) состоит в том, что он неработоспособен при напряжениях отрицательного питания  $E_{\pi}^{(-)} \leq 2,1 \text{ В}$ .

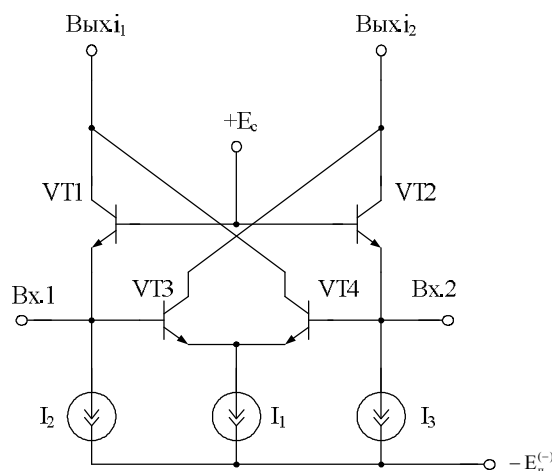


Рис. 2.11. Схема классического УТ Гильберта

Это не позволяет использовать данную архитектуру в схемах с  $E_{\pi}^{(-)} = 1,5 \text{ В}$ , а также при её изготовлении по СВЧ SiGe-технологиям с малыми топологическими нормами, которые не допускают работу транзисторов при  $E_{\pi}^{(-)} > 1,5 \text{ В}$ .

**Первая базовая схема.** Модифицированная схема УТ Гильберта показана на рисунке 2.12 [27]. Решаемая им задача – снижение допустимого напряжения питания до 1,5 В при сохранении всех основных динамических показателей.

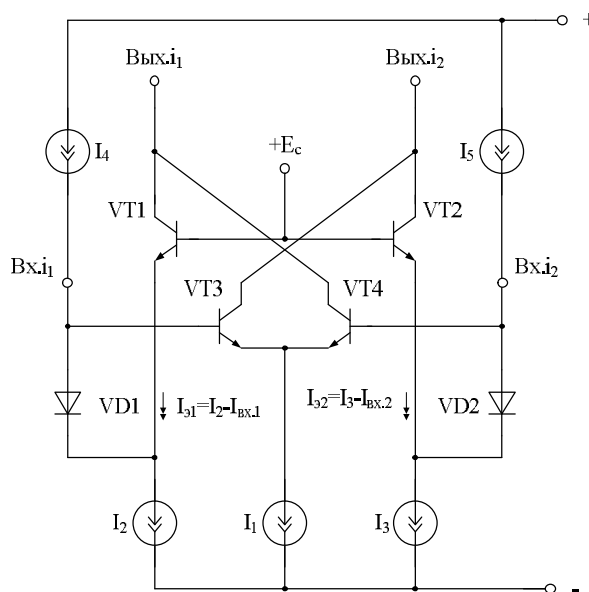


Рис. 2.12. Схема предлагаемого УТ с малым напряжением питания [27]

В схеме на рисунке 2.13 дополнительные токостабилизирующие двухполюсники R1 и R2 включены между базами вспомогательных транзисторов VT5, VT6 и общей шиной источника питания.

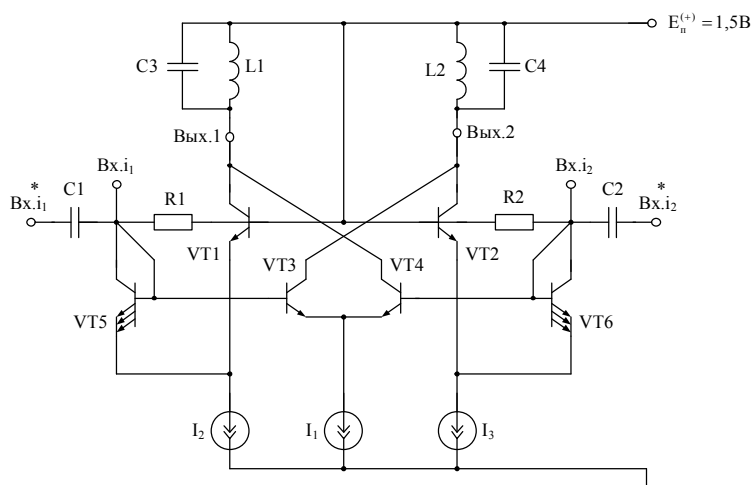


Рис. 2.13. Модифицированная схема УТ [27]

В классическом УТ рисунка 2.11 при его практической реализации минимальное напряжение питания  $E_{п.min}^{(+)}$  определяется тремя р-п переходами, поэтому  $E_{п.min}^{(+)} \geq 2,1\text{ В}$ .

Статический режим транзисторов модифицированной схемы УТ (рис. 2.13) устанавливается двухполюсниками  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $R1$ ,  $R2$ . За счёт новых связей токостабилизирующие двухполюсники  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  реализуются по одинаковым (традиционным) схемам, например на биполярных транзисторах, и имеют одинаковое минимальное напряжение, при котором их транзисторы не входят в насыщение ( $U_{кэ.min} = 0,7\text{ В}$ ). В результате схема рисунка 2.13 (рис. 2.12) может иметь малое напряжение питания  $E_{п}^{(+)} = 1,5\text{ В}$ .

На рисунке 2.14 представлена схема модифицированного УТ (рис. 2.2) в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов, а на рисунке 2.15 – зависимость его коэффициента усиления по току от частоты.

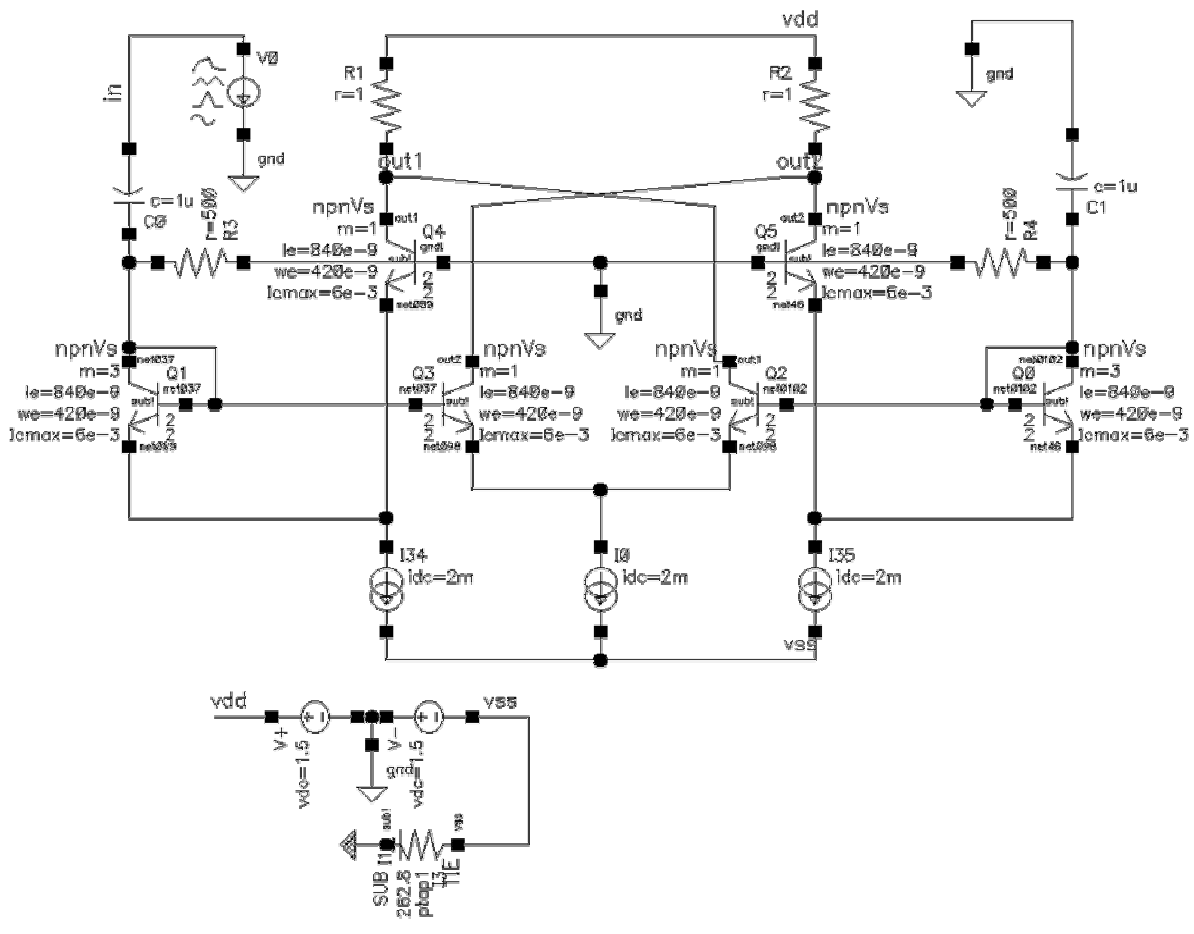


Рис. 2.14. Схема модифицированного УТ в среде компьютерного моделирования Cadence [27]



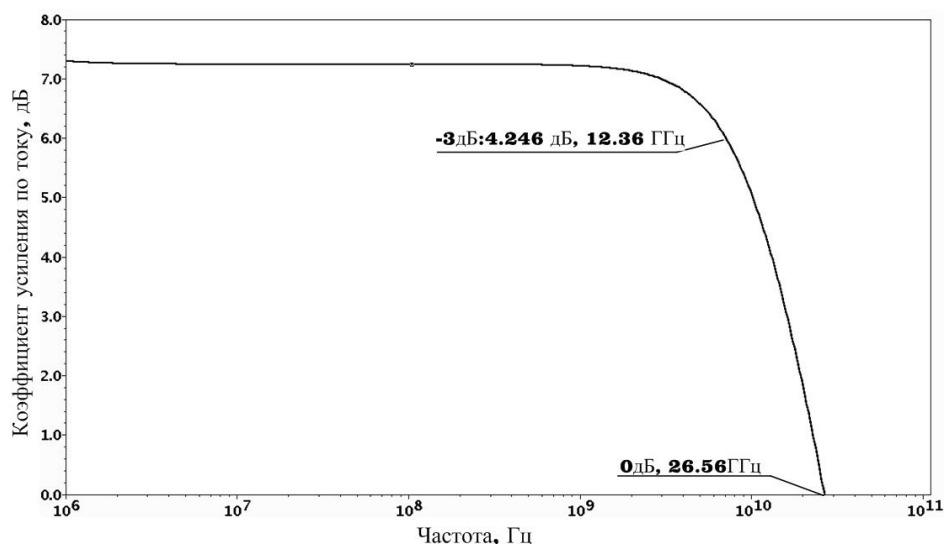


Рис. 2.15. Частотная зависимость коэффициента усиления УТ по току

На переменном токе рассматриваемый УТ обеспечивает усиление сигналов до частоты 10–15 ГГц при напряжении питания  $E_{\pi}^{(-)} = 1,5 \text{ В}$ .

**Вторая базовая схема** (рис. 2.16). Решаемая здесь задача [28] – снижение допустимого напряжения питания УТ до 1,5 В при сохранении на достаточно высоком уровне основных динамических параметров.

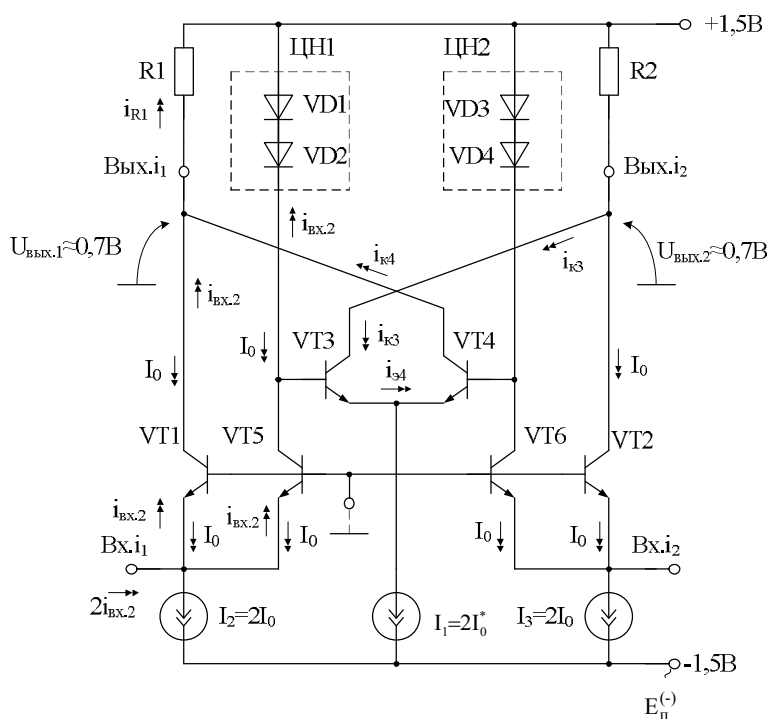


Рис. 2.16. Схема УТ с параллельным каналом [28]

На рисунке 2.16 цепи дополнительной нагрузки транзисторов ЦН1, ЦН2 выполнены в виде двух последовательно соединённых прямосмещённых р-п переходов (VD1, VD2) и (VD3, VD4). В ряде случаев это могут быть резисторы.

В частном случае токовые выходы устройства Вых.1 и Вых.2 могут быть подключены к резисторам основной нагрузки R1 и R2, осуществляющим преобразование выходных токов в выходные напряжения.

Статический режим транзисторов схемы УТ рисунка 2.16 устанавливается двухполюсниками  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ . За счёт новых связей токостабилизирующие двухполюсники  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  реализуются по одинаковым (традиционным) схемам источников тока на биполярных транзисторах и имеют одинаковое минимальное напряжение  $U_{кэ,мин}$ , при котором их транзисторы не входят в насыщение ( $U_{кэ,мин} \approx 0,7$  В). В результате схема рисунка 2.16 может иметь малые отрицательные и положительные напряжения питания:

$$U_{кэ,мин.1} + U_{эб.5} \approx 1,5 \text{ В}, E_{п.мин}^{(+)} = U_{эб.VD1} + U_{эб.VD2} \leq 1,5 \text{ В}, \quad (2.1)$$

где  $U_{эб.VD1} = U_{эб.VD2}$  – напряжения на р-п переходах VD1, VD2;  $U_{кэ,мин.1} \approx 0,7$  – минимально возможное напряжение на двухполюснике, выполненном на биполярном транзисторе, находящемся в активном режиме;  $U_{эб.5} \approx 0,7$  – напряжение эмиттер-база VT5.

На переменном токе УТ рисунка 2.16 работает аналогично УТ рисунка 2.11 и имеет практически такие же характеристики (рис. 2.19, 2.20) – обеспечивает усиление сигналов до частоты  $f_b = 43,4$  ГГц.

Приращение входного тока  $i_{вх} = 2i_{вх.2}$  УТ рисунка 2.16 делится на две части. Первая составляющая  $i_{вх}$  поступает в эмиттер, а затем – коллектор входного транзистора VT1. Вторая составляющая передаётся в коллектор транзистора VT5 и создаёт на цепи нагрузки ЦН1 приращение напряжения, поступающее на базу транзистора VT3. Как следствие, изменяются эмиттерные и коллекторные токи транзисторов VT3 и VT40, что вызывает в цепи токового выхода (Вых.1) суммарное приращение тока:

$$i_{вых.1} = i_{R1} = i_{к1} + i_{к40} = i_{вх.2} + i_{вх.2} \frac{I_0^*}{I_0} = i_{вх.2} K_i, \quad (2.2)$$

где  $K_i \approx 0,5 \left( 1 + \frac{I_0^*}{2I_0} \right)$ .

В схеме УТ (рис. 2.16) за счёт изменения отношения  $I_0^*/I_0$  можно управлять величиной  $K_i$ .

На рисунке 2.17 представлена схема классического УТ в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов, а на рисунке 2.18 – схема модифицированного широкополосного усилителя тока рисунка 2.16.

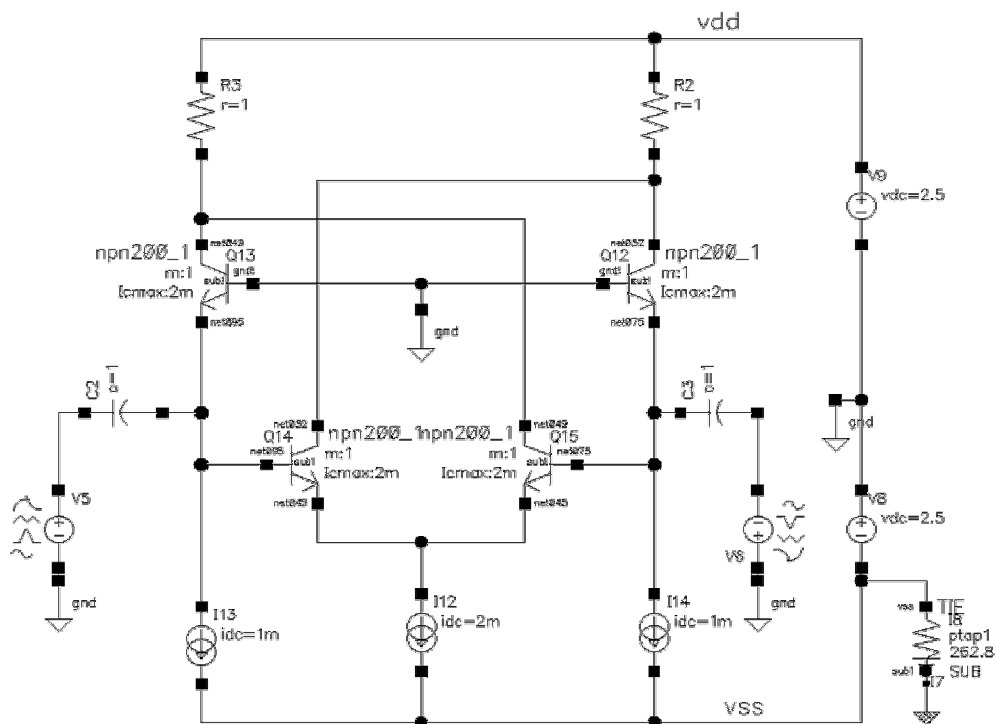


Рис. 2.17. Схема классического УТ  
в среде компьютерного моделирования Cadence

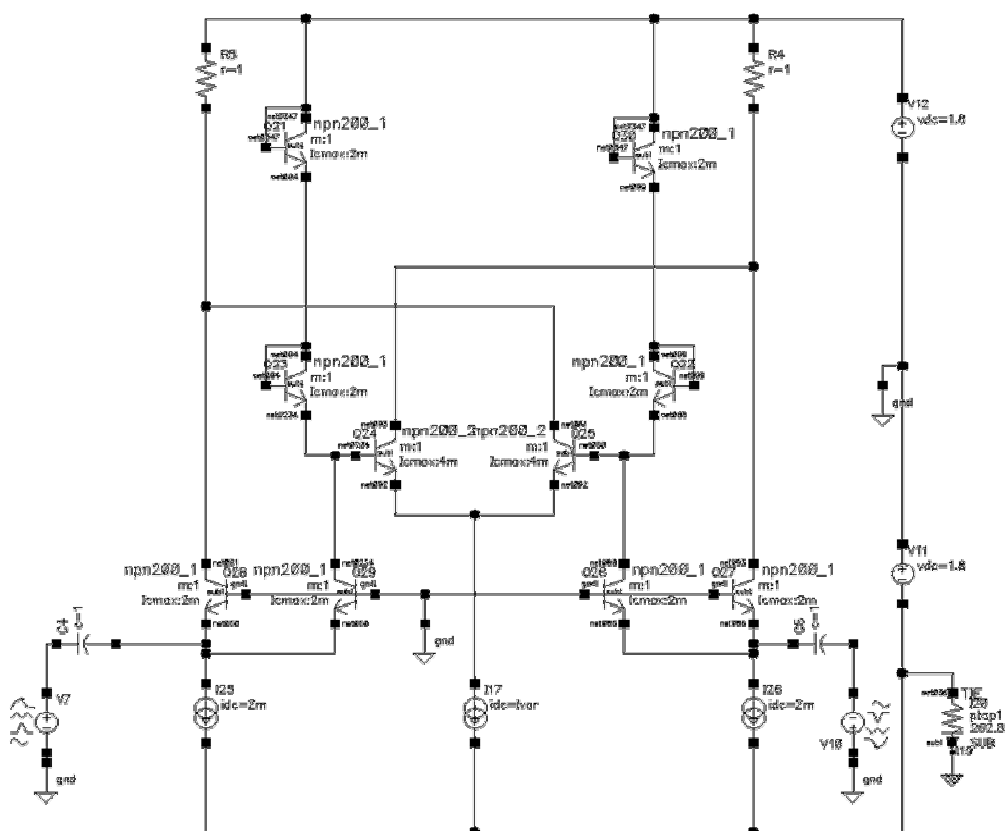


Рис. 2.18. Схема модифицированного широкополосного УТ  
в среде компьютерного моделирования Cadence [28]

На рисунке 2.19 приведена зависимость коэффициента передачи по току  $K_i$  УТ рисунка 2.18 от частоты при различных значениях суммарного тока эмиттерной цепи  $I_{17} = I_0$  транзисторов  $Q_{24}$ ,  $Q_{25}$  (т.е. транзисторов VT3 и VT4, рис. 2.16).

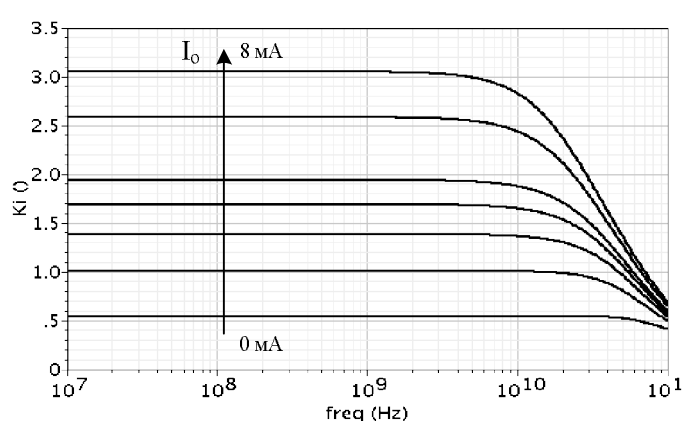


Рис. 2.19. Частотная зависимость коэффициента передачи по току  $K_i$  УТ при разных значениях  $I_0$  [28]

На рисунке 2.20 показана частотная зависимость нормированного коэффициента передачи по току УТ рисунка 2.18 ( $K_{inormal}$ ) при токе  $I_{17} = I_6 = 8$  мА, где

$$K_{inormal} = \frac{K_i}{K_0}, \quad (2.3)$$

где  $K_0$  – коэффициент усиления по току  $K_i$  в диапазоне средних частот.

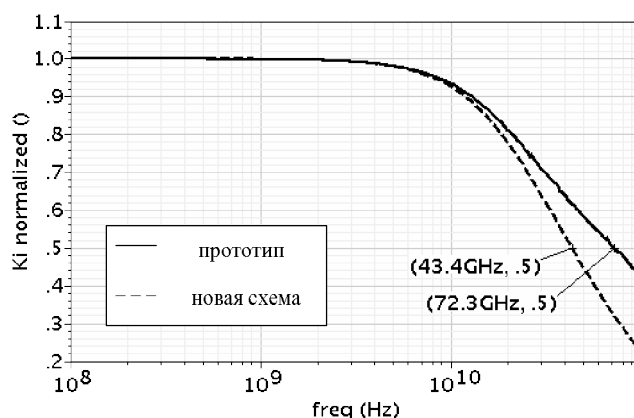


Рис. 2.20. Частотная зависимость нормированного коэффициента передачи по току сравниваемых УТ [28]

Таким образом, рассмотренные усилители тока выполняют заданные функции при напряжениях питания  $E_{\pi}^{(-)} = 1,5 \text{ В} = E_{\pi}^{(+)}$ , что недостижимо в рамках классических решений.

### 2.1.3. Многоканальный каскодный усилитель тока на базе ячейки Гильберта

Большой практический интерес представляет разработка новых модификаций усилителей Гильберта, обеспечивающих улучшение качественных показателей в сравнении с базовой схемой.

Введение в схему рисунка 2.21 p-n переходов VD1, VD2 повышает коэффициент передачи по току.

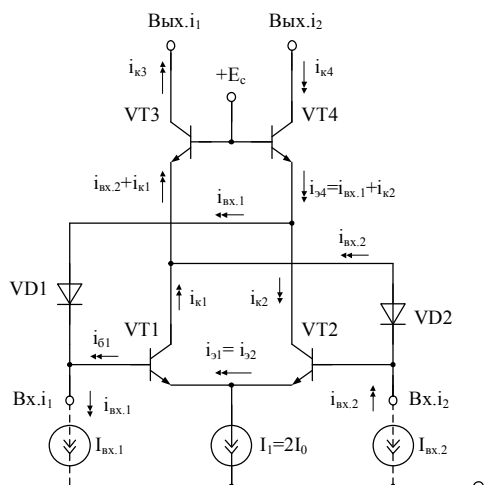


Рис. 2.21. Многоканальный усилитель тока на базе ячейки Гильберта

На рисунках 2.22–2.23 приведены схемы модифицированного и классического усилителей Гильберта в среде PSpice.

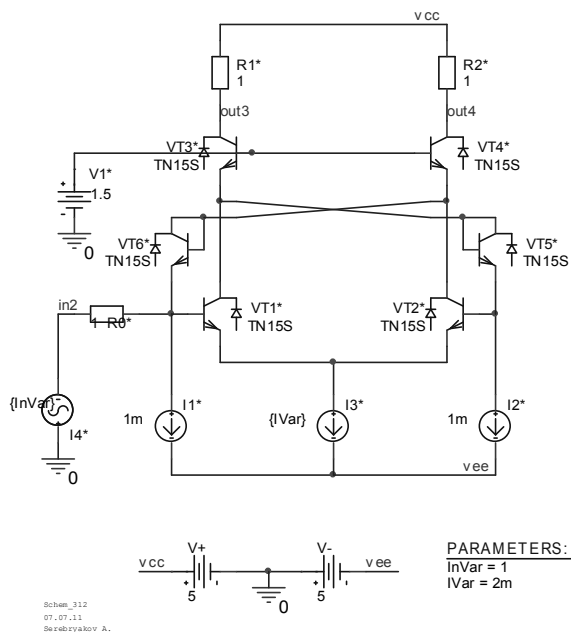


Рис. 2.22. Модифицированная схема усилителя Гильберта в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов «Пульсар» (транзисторы: n-p-n TN15S, p-n-p TP15S (ФГУП НПП «Пульсар»),  $I_{k.max} = 15 \text{ mA}$ )

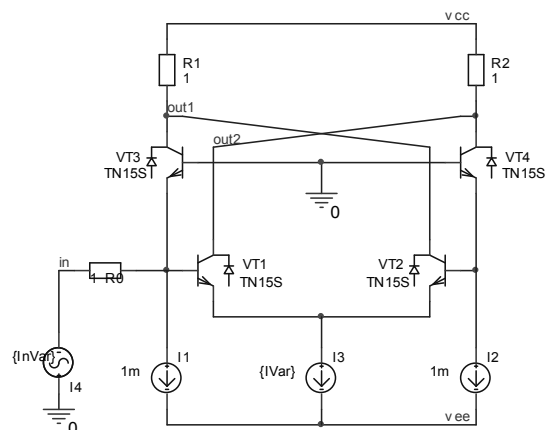


Рис. 2.23. Базовая схема усилителя Гильберта в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов «Пульсар»

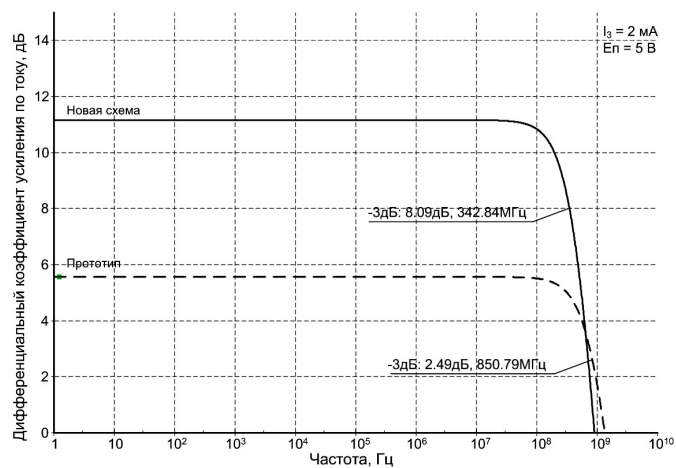


Рис. 2.24. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики модифицированного и классического усилителей тока Гильберта

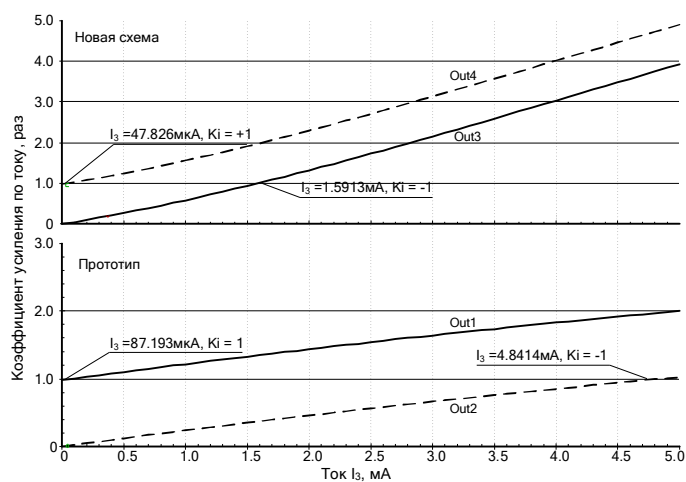


Рис. 2.25. Зависимость коэффициента усиления по току сравниваемых усилителей Гильберта от тока источника  $I_3$

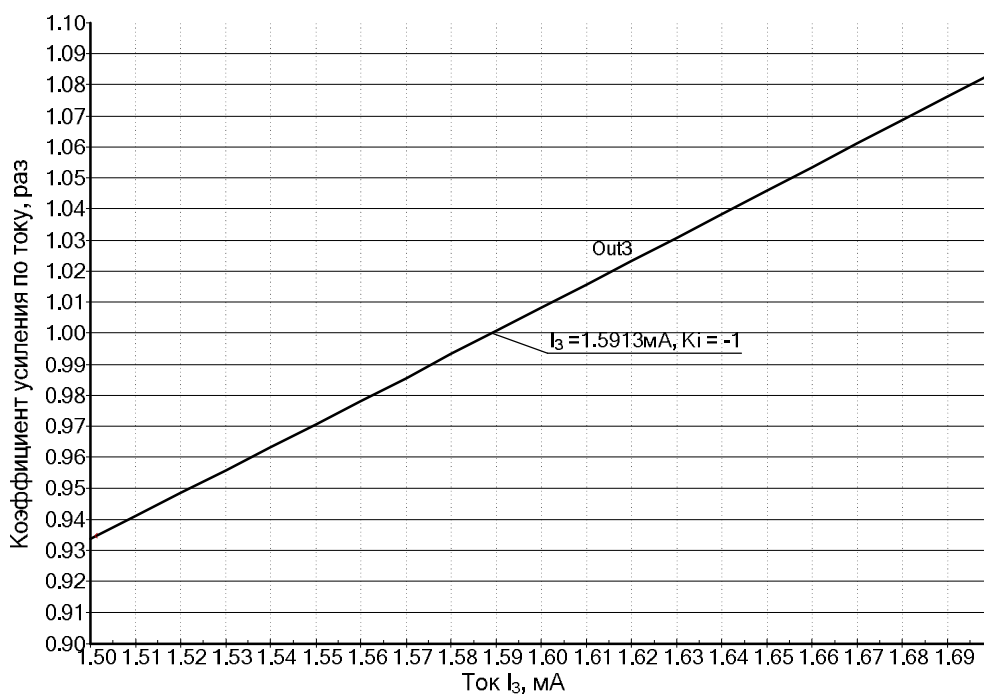


Рис. 2.26. Зависимость коэффициента усиления по току модифицированного усилителя Гильберта от тока источника  $I_3$  по выходу out 3

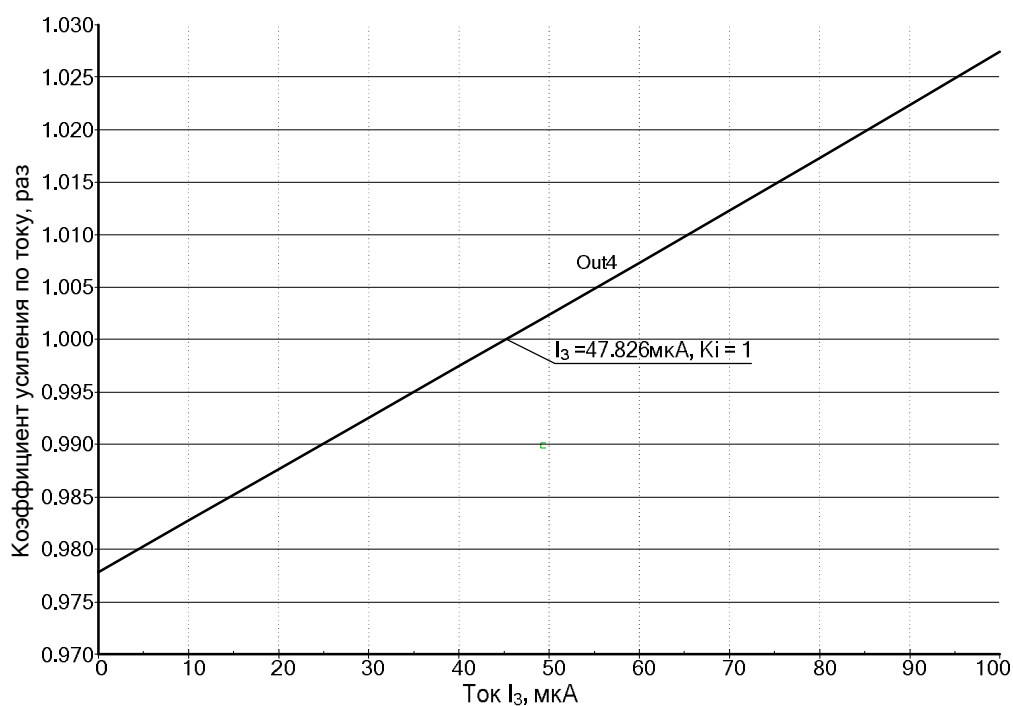


Рис. 2.27. Зависимость коэффициента усиления по току модифицированной схемы Гильберта от тока источника  $I_3$  по выходу out 4

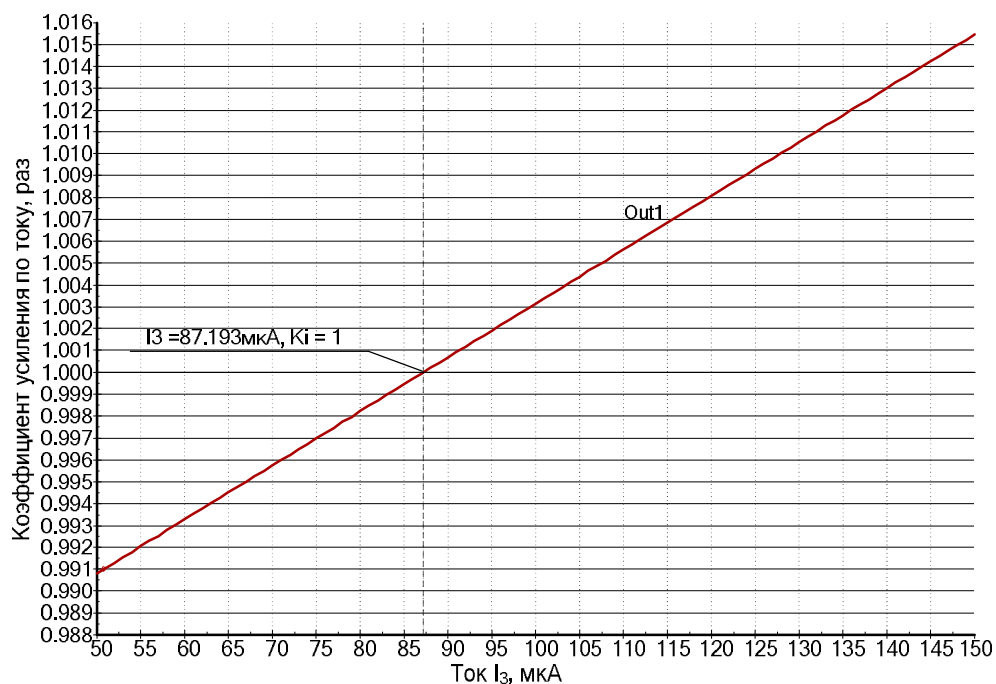


Рис. 2.28. Зависимость коэффициента усиления по току классического усилителя Гильберта от тока источника  $I_3$  по выходу out 1

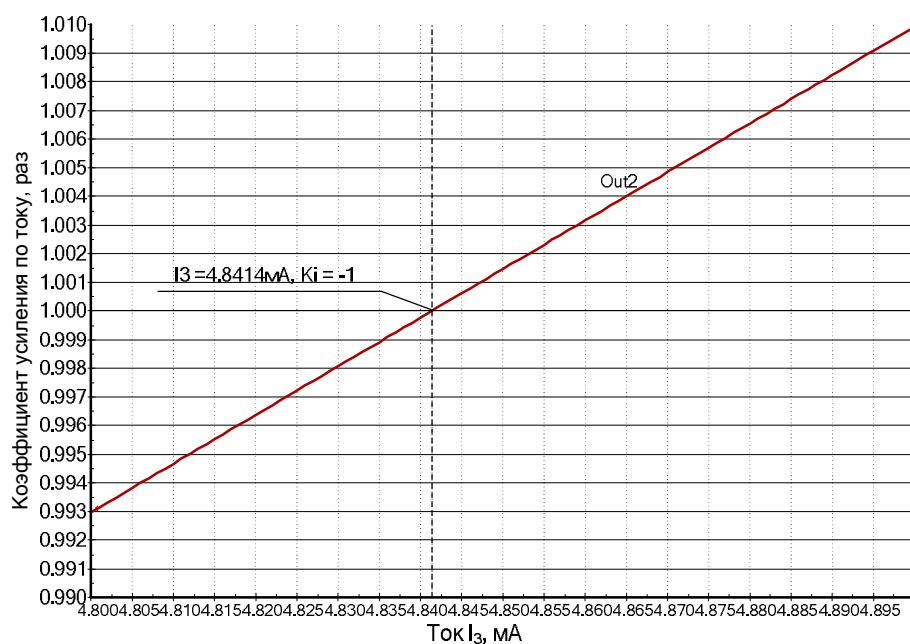


Рис. 2.29. Зависимость коэффициента усиления по току классического усилителя Гильберта от тока источника  $I_3$  по выходу out 2

Графики рисунков 2.24–2.29 позволяют обеспечить сравнение основных параметров классической схемы усилителя тока Гильберта и её основных модификаций.



### 2.1.4. Усилитель переменного тока с противофазными токовыми выходами

Основой схемотехники большинства современных операционных усилителей, стабилизаторов напряжения, компараторов являются так называемые «токовые зеркала» (усилители тока, рис. 2.30), которые можно использовать в структурах RC-фильтров в качестве инвертирующих или неинвертирующих каскадов.

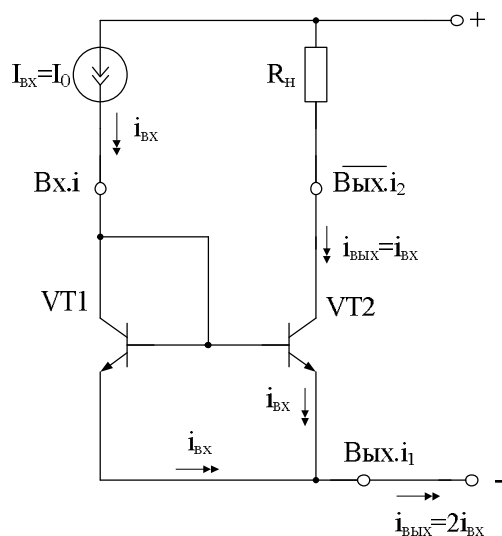


Рис. 2.30. Схема классического УТ с противофазными токовыми выходами

На рисунке 2.31 показан вариант типового включения УТ рисунка 2.30 в структуре дифференциального усилителя ДК1, выполняющего функции источника входного тока.

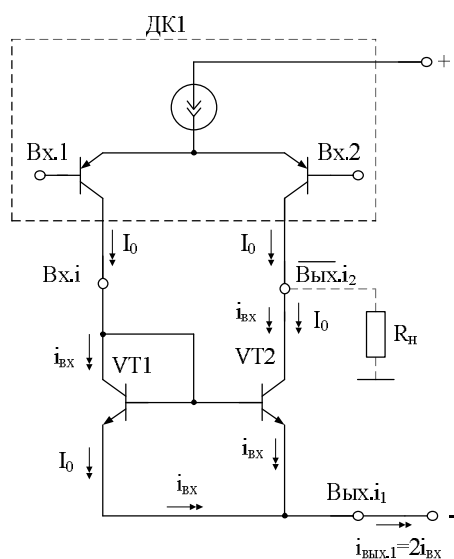


Рис. 2.31. Вариант типового включения УТ в структуру дифференциального усилителя (ДК1)

На рисунке 2.32 представлен модифицированный усилитель переменного тока [29]. Решаемая им задача – «привязка» противофазных токовых выходов к одной шине источников питания, а также формирование на базе УТ избирательного усилителя с резонансной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ).

На рисунке 2.32 выходной транзистор VT2 выполнен в виде составного транзистора, содержащего  $m_2 \geq 1$  параллельно включённых биполярных транзисторов.

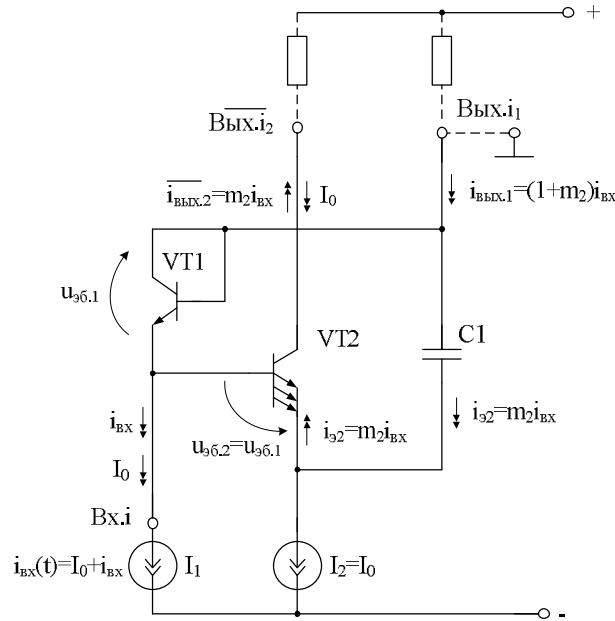


Рис. 2.32. Схема усилителя переменного тока [29]

На высоких частотах, когда можно пренебречь влиянием реактивного сопротивления ёмкости конденсатора C1, при изменении входного тока устройства на величину  $i_{вх}$  токи в цепях через эмиттерные переходы транзисторов VT1 и VT2, а также токи выходов  $i_{вых.1}$  и  $i_{вых.2}$ :

$$i_{вых.1} = (1 + m_2) i_{вх}, \quad (2.4)$$

$$\overline{i_{вых.2}} = m_2 i_{вх}, \quad (2.5)$$

$$i_{э2} = m_2 i_{вх}, \quad i_{э1} = i_{вх}, \quad (2.6)$$

где  $m_2$  – число параллельно включённых транзисторов, образующих составной транзистор VT2, для которого напряжение эмиттер-база  $u_{эб.2} = u_{эб.1}$ .

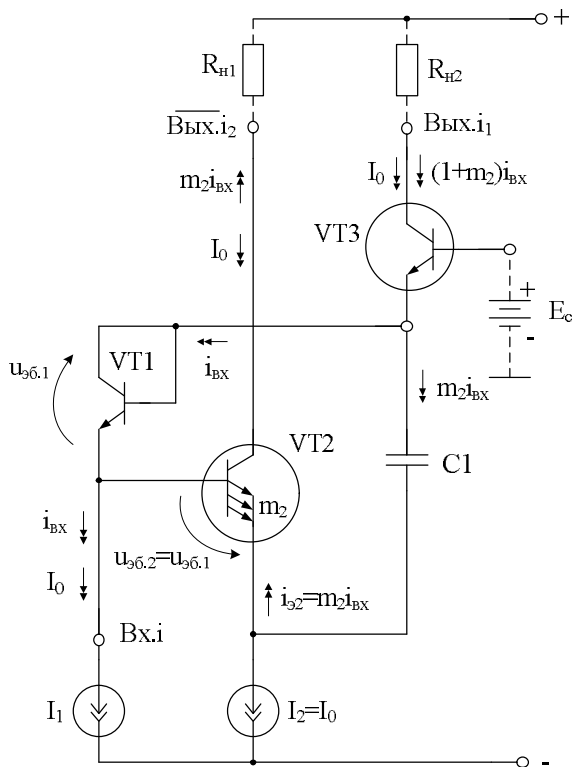
Таким образом, коэффициенты передачи по току УТ рисунка 2.32 на выход 2 ( $K_{i2}$ ) и выход 1 ( $K_{i1}$ ):

$$K_{i2} = \frac{\overline{i_{вых.2}}}{i_{вх}} = -m_2, \quad (2.7)$$

$$K_{i1} = \frac{i_{вых.1}}{i_{вх}} = (1 + m_2). \quad (2.8)$$

Однако  $K_{j2} \neq K_{j1}$ .

УТ для выходов Вых.1.



с повышенным выходным сопротивлением [29]

тока на выходы Вых.<sup>\*</sup>  $i_2$  и Вых.<sup>\*</sup>  $i_1$ .

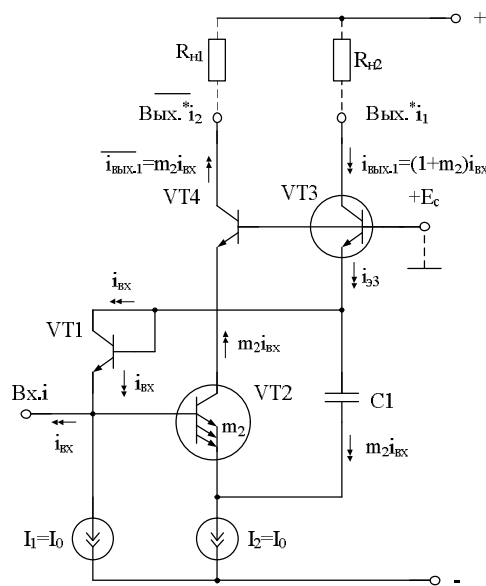


Рис. 2.34. Схема усилителя переменного тока с каскодными выходами [29]

На рисунке 2.35 показана схема УТ, в которой транзистор VT3 выполнен в виде  $m_2$  параллельно включённых (по эмиттерно-базовым переходам) вспомогательных биполярных транзисторов, причём коллекторы  $m_2-1$  вспомогательных биполярных транзисторов в структуре транзистора VT3 соединены с дополнительным неинвертирующим выходом устройства  $\text{Вых.}^* i_1$ , а коллектор  $m_2$ -го вспомогательного биполярного транзистора связан с положительной шиной источника питания, где  $m_2$  – количество параллельно включённых биполярных транзисторов в структуре выходного транзистора VT2.

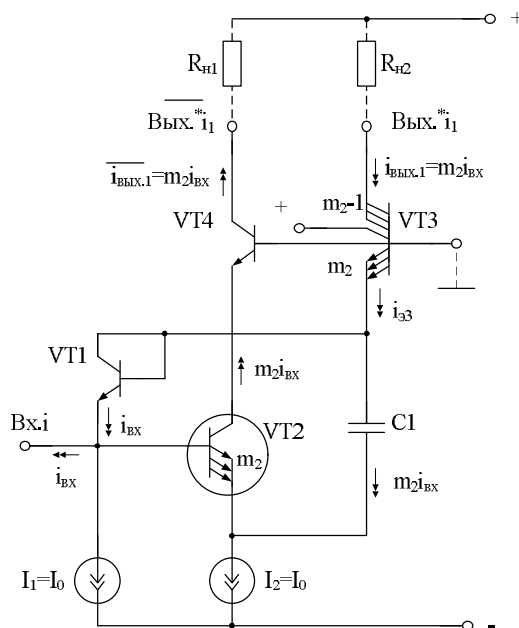


Рис. 2.35. Метод «выравнивания» коэффициентов усиления по току для инвертирующего ( $K_{i2}$ ) и неинвертирующего ( $K_{i1}$ ) выходов УТ [29]

Введение транзистора VT3 (рис. 2.35) решает задачу «выравнивания» коэффициентов усиления по току для инвертирующего ( $K_{i2}$ ) и неинвертирующего ( $K_{i1}$ ) выходов УТ (рис. 2.41, 2.43). В этом случае за счёт многоколлекторного транзистора VT3 обеспечивается равенство  $K_{i1} = K_{i2}$ :

$$K_{i1} = \frac{i_{\text{ВЫХ.3}}}{i_{\text{ВХ}}} = m_2 \quad (2.9)$$

$$K_{i2} = \frac{\overline{i_{\text{ВЫХ.2}}}}{i_{\text{ВХ}}} = -m_2. \quad (2.10)$$

Данные теоретические выводы подтверждаются результатами моделирования схем рисунков 2.38, 2.40, 2.42.

В схеме рисунка 2.36 функции источников входного тока выполняют токовые выходы преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1, например дифференциального каскада. Пример практической реализации такой схемы приведён на рисунке 2.37, в котором в качестве динамической нагрузки в цепи выхода  $\overline{\text{ВЫХ.}i_2}$  используется источник тока  $I_2$ .

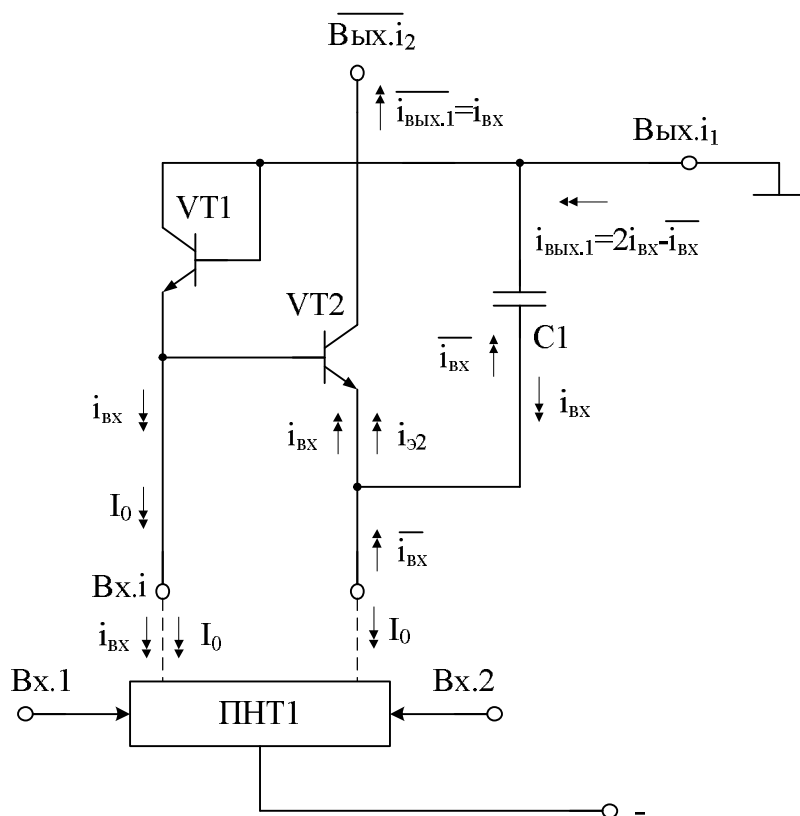


Рис. 2.36. Варианты включения УТ в дифференциальных усилителях [29]

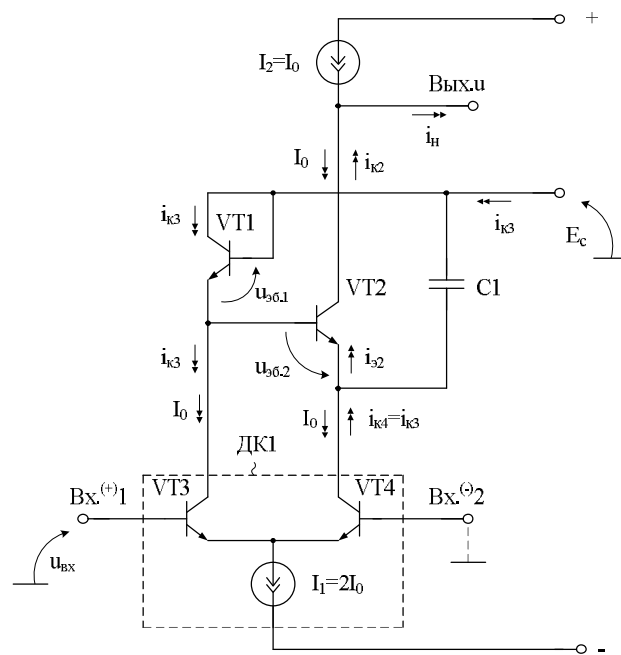


Рис. 2.37. Пример практической реализации усилителя переменного тока на п-р-п транзисторах [29]

На рисунке 2.38 показана схема УТ (рис. 2.32) в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe-транзисторов, а на рисунке 2.39 – частотная зависимость коэффициента усиления по току УТ со входа на выходы 3 (Вых.и<sub>2</sub>) и 7 (Вых.и<sub>1</sub>) (out\_i<sub>1</sub>, out\_i<sub>2</sub>, рис. 2.38).

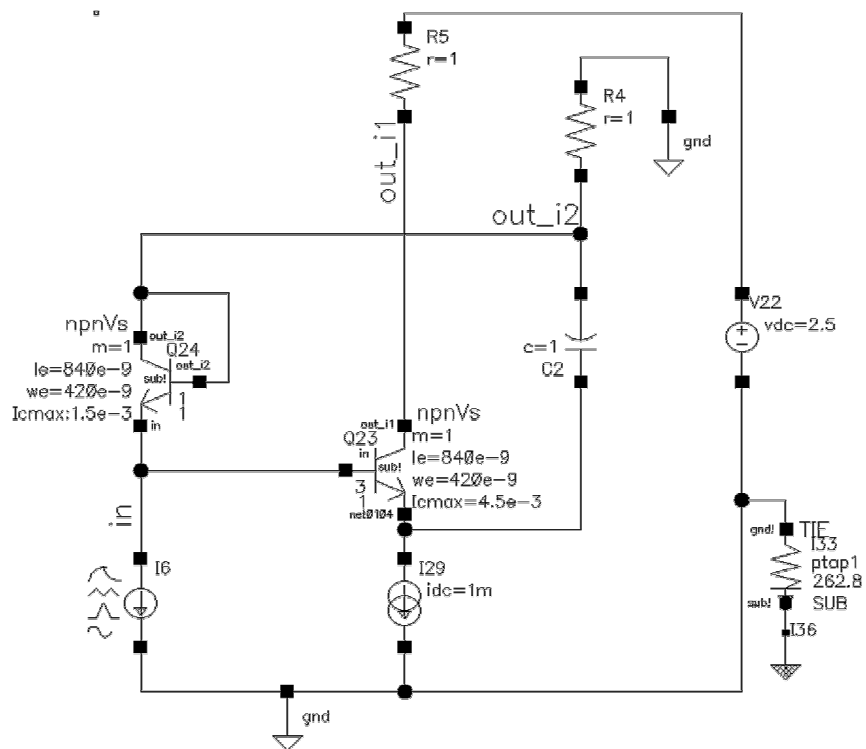


Рис. 2.38. Схема УТ в среде компьютерного моделирования Cadence

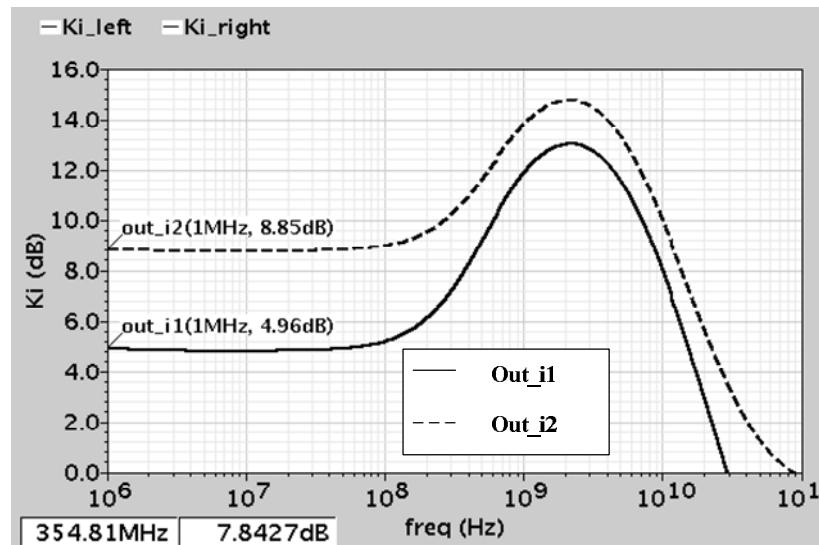


Рис. 2.39. Частотная зависимость коэффициента усиления по току УТ

На рисунке 2.40 показана схема УТ рисунка 2.35 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe-транзисторов.

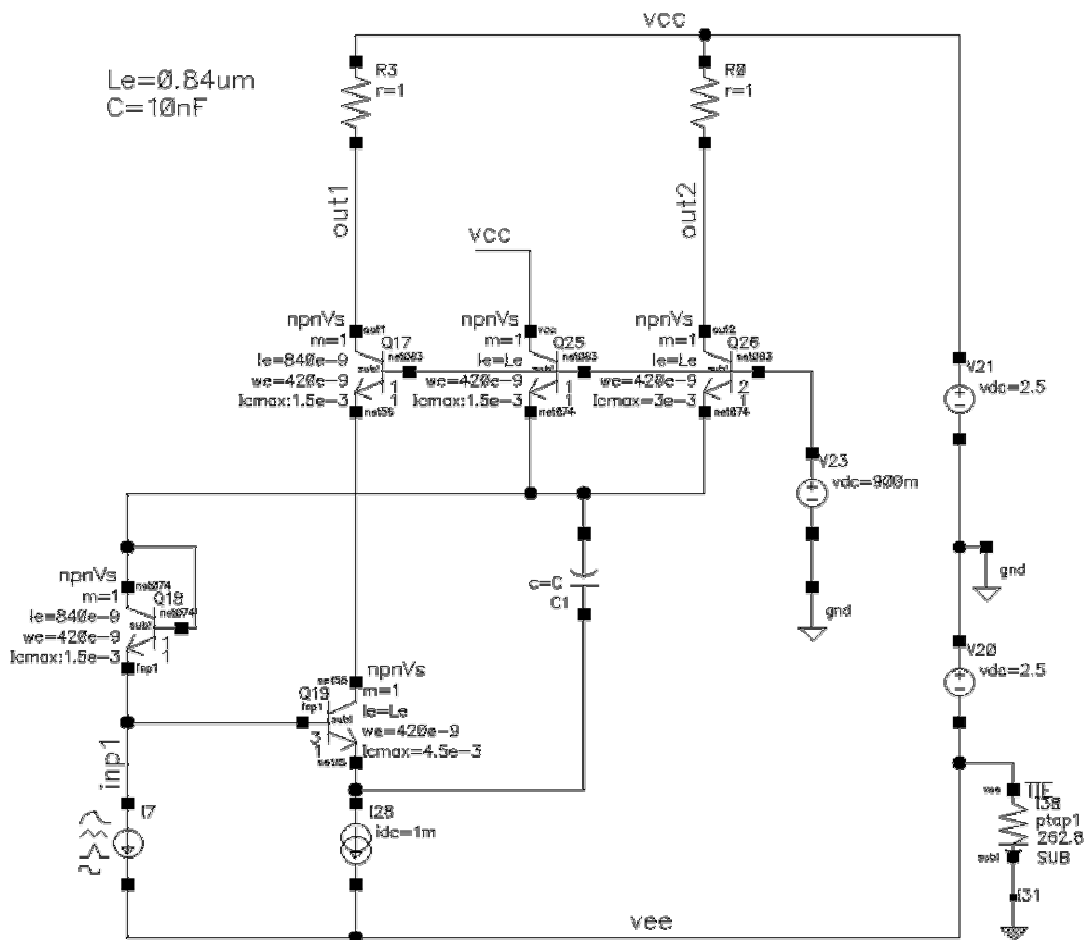


Рис. 2.40. Схема УТ в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 2.41 представлена частотная зависимость коэффициентов передачи тока  $K_i$  со входа устройства на выходы out 1 и out 2 УТ рисунка 2.40.

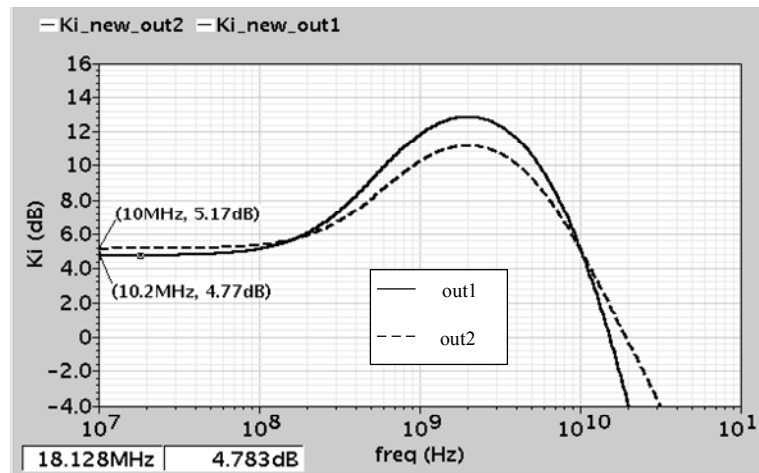


Рис. 2.41. Частотная зависимость коэффициентов передачи тока  $K_i$  со входа устройства на выходы out 1 и out 2 УТ

На рисунке 2.42 показана схема усилителя тока рисунка 2.35 в режиме СВЧ избирательного усилителя при  $C_{10} = C = 1$  пФ.

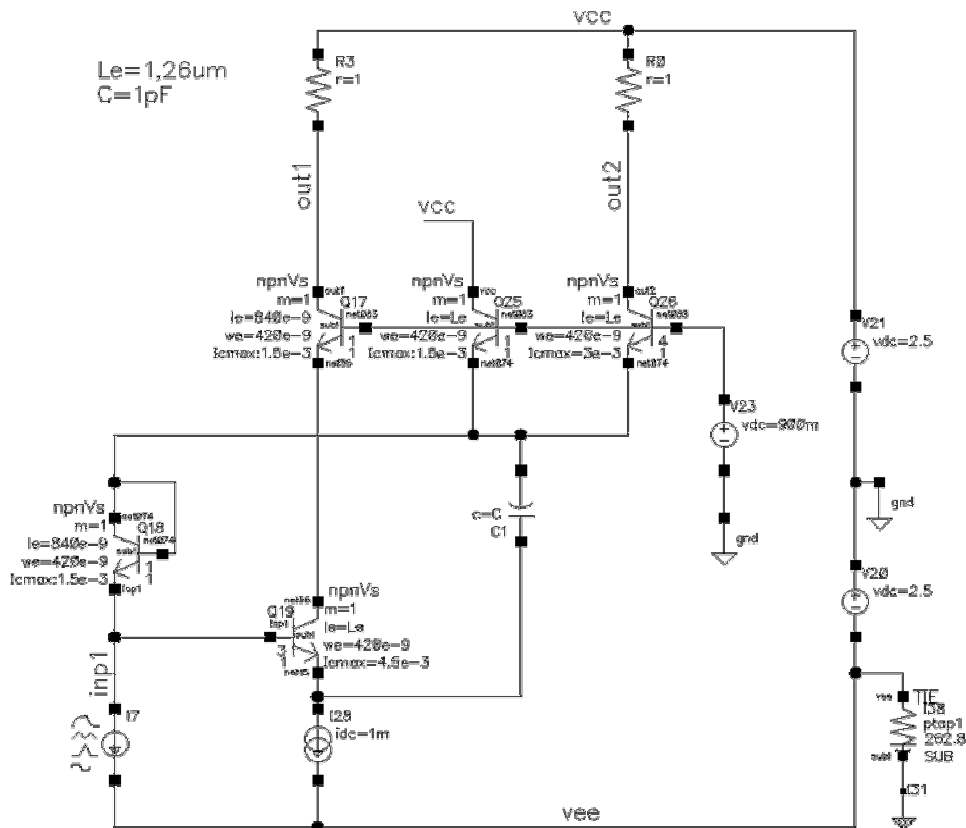


Рис. 2.42. Схема усилителя тока в режиме СВЧ избирательного усилителя



На рисунке 2.43 представлена частотная зависимость коэффициентов передачи по току  $K_i$  УТ рисунка 2.42 на выходы out1 и out2 в режиме избирательного усилителя СВЧ-диапазона при ёмкости корректирующего конденсатора  $C_{10}=C=1\text{пФ}$ .

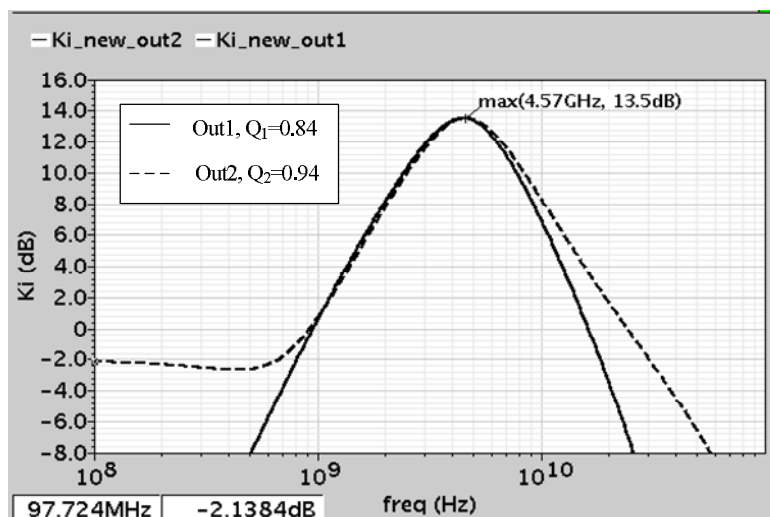


Рис. 2.43. Частотная зависимость коэффициентов передачи по току  $K_i$  УТ в режиме избирательного усилителя СВЧ-диапазона

Сравнение графиков рисунков 2.39 и 2.41 (рис. 2.43) показывают достаточно высокую идентичность передачи входного токового сигнала на противофазные выходы до частот 10–15 ГГц. Причём за счёт выбора ёмкости корректирующего конденсатора реализуется резонансный вид амплитудно-частотной характеристики (рис. 2.43).

Таким образом, рассмотренный УТ имеет два противофазных токовых выхода, согласованных с шиной источника питания, и кроме этого, характеризуется свойствами резонансного усилителя с  $K_i > 1$ . Данные свойства УТ позволяют реализовать на его основе аналоговые смесители сигналов на основе ячеек Гильберта и активные RC-фильтры.

### 2.1.5. Методы каскадирования усилителей тока

На рисунке 2.44 представлен многокаскадный классический усилитель тока, содержащий последовательно соединённые токовые зеркала ПТ1 и ПТ2, каждое из которых имеет токовый вход  $V_{x.i_1}$  ( $V_{x.i_{1.1}}$ ,  $V_{x.i_{1.1}}$ ), неинвертирующий  $V_{yх.i_1}$  ( $V_{yх.i_{1.1}}$ ,  $V_{yх.i_{1.2}}$ ) и инвертирующий  $V_{yх.i_2}$  ( $V_{yх.i_{2.1}}$ ,  $V_{yх.i_{2.2}}$ ) токовые выходы, причём каждое из токовых зеркал содержит p-n переход VD1 (VD1.1, VD1.2), включённый между его токовым

входом  $V_{x.i_1}$  ( $V_{x.i_{1.1}}$ ,  $V_{x.i_1}$ ) и неинвертирующим токовым выходом  $V_{yх.i_1}$  ( $V_{yх.i_{1.1}}$ ,  $V_{yх.i_{1.2}}$ ), и выходной транзистор VT1 (VT1.1, VT1.2), база которого соединена с токовым входом  $V_{x.i_1}$  ( $V_{x.i_{1.1}}$ ,  $V_{x.i_{1.1}}$ ) токового зеркала.

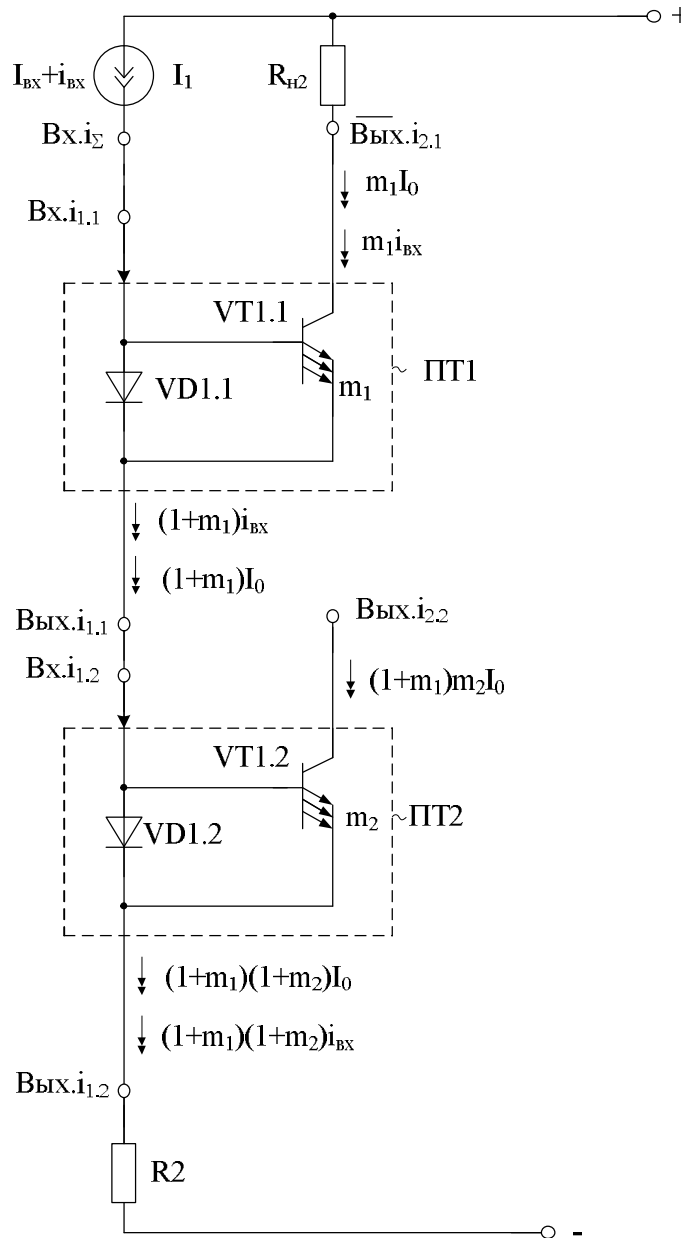


Рис. 2.44. Метод каскадирования классических усилителей тока

На рисунке 2.45 показан модифицированный усилитель тока [30]. Решаемая им задача – формирование резонансной амплитудно-частотной характеристики коэффициентов передачи по току при сравнительно малом энергопотреблении и высоких значениях коэффициента усиления  $K_i$ .

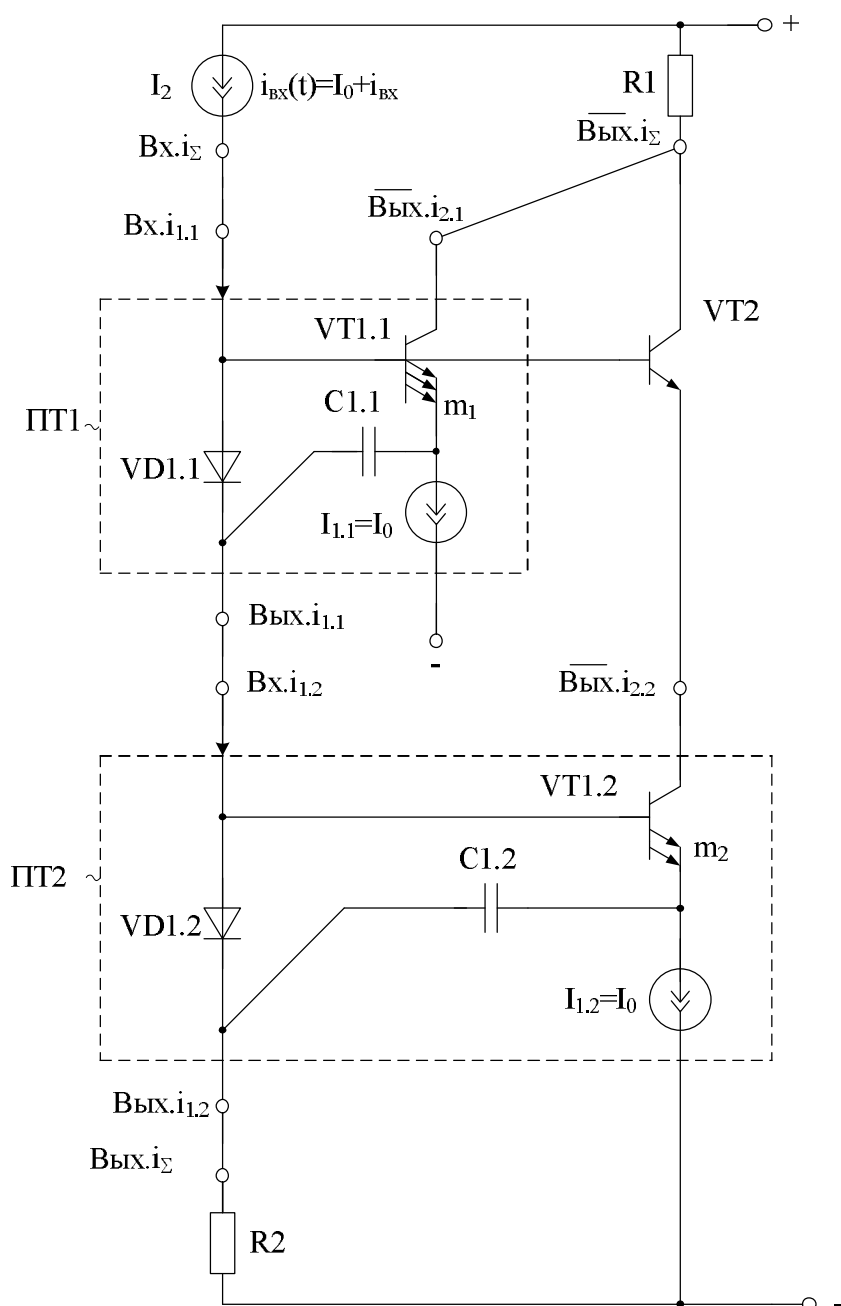


Рис. 2.45. Схема многокаскадного усилителя переменного тока [30]

На рисунке 2.45 в качестве выходного транзистора VT1 (VT1.1, VT2.2) каждого из токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 используется составной транзистор, содержащий несколько параллельно включённых биполярных транзисторов (в общем случае для VT1.1 –  $m_1 > 1$ , а для VT1.2 –  $m_2 > 1$ ), кроме этого, в схему введён выходной транзистор VT2.

Схема, представленная на рисунке 2.46, соответствует рисунку 2.45 и используется для анализа работы УТ рисунка 2.45.

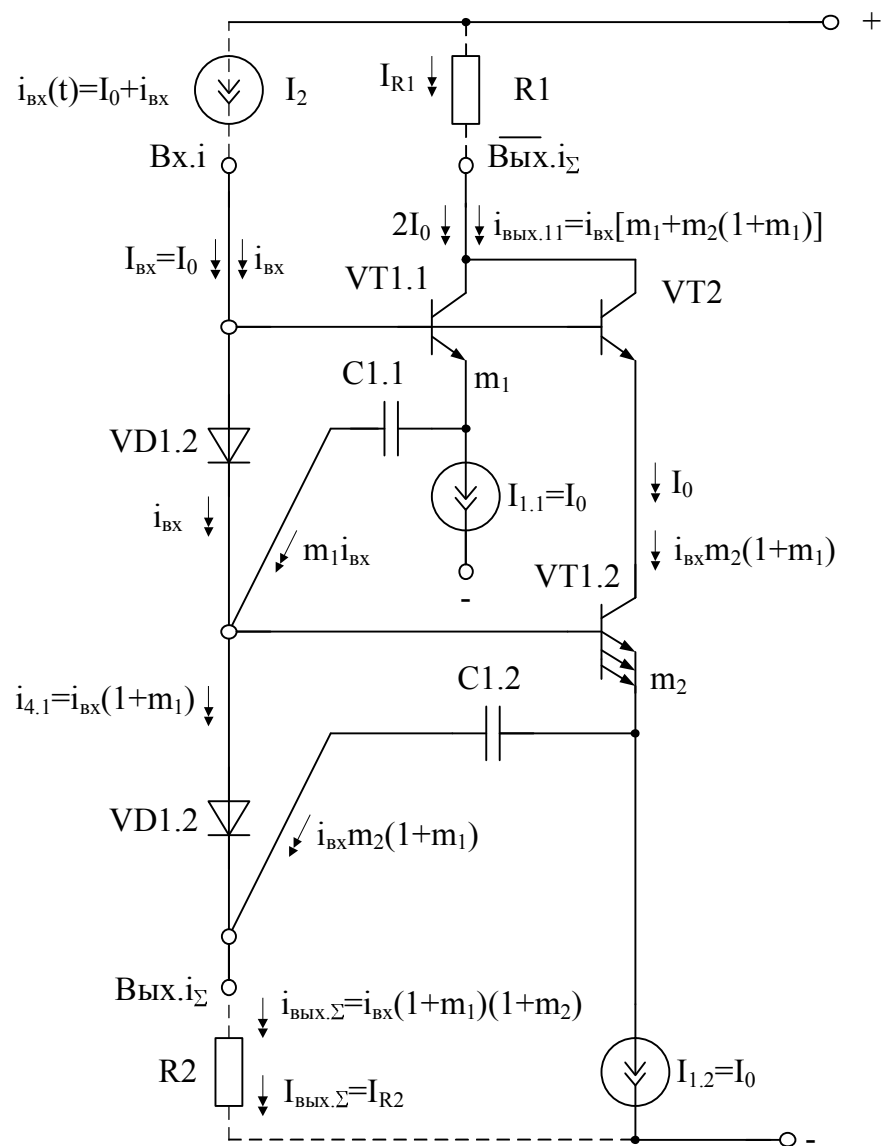


Рис. 2.46. Схема модифицированного усилителя тока [30]

В схемах рисунка 2.45 (рис. 2.46) источник входного тока  $I_2$  имеет в общем случае две составляющие  $i_{BX}(t) = I_0 + i_{BX}$  – переменную ( $i_{BX}$ ) и постоянную  $I_0$ . В цепи основного инвертирующего  $\overline{Bых.i_\Sigma}$  и основного неинвертирующего  $Bых.i_\Sigma$  токовых выходов могут включаться (при необходимости) резисторы нагрузки  $R1$  и  $R2$ , осуществляющие преобразование выходных токов в выходное напряжение.

В статическом режиме, когда переменная составляющая входного тока ( $i_{BX}$ ) равна нулю, в транзисторах схемы и в цепях выходов  $\overline{Bых.i_\Sigma}$  и  $Bых.i_\Sigma$  протекают следующие эмиттерные ( $I_{ji}$ ) и коллекторные ( $I_{ki}$ ) токи:

$$\begin{aligned} I_{j1.2} &= I_{1.2} = I_0, \\ I_{j1.1} &= I_{1.1} = I_0, \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$I_{\overline{\text{Вых.}\Sigma}} = 2I_0,$$

$$I_{\text{Вых.}\Sigma} = I_0,$$

$$I_{\text{Вых.}\Sigma} = I_{R2} = I_0,$$

где  $I_{\overline{\text{Вых.}\Sigma}}$ ,  $I_{\text{Вых.}\Sigma}$  – статические токи, протекающие в выходных узлах.

При синусоидальном входном сигнале  $i_{\text{Вх}}(t)$  выходной ток токового зеркала ПТ1 ( $i_{\text{Вых.1.1}}$ ) для его неинвертирующего выхода  $\text{Вых.}i_{1.1}$  определяется суммой двух составляющих – током через p-n переход VD1.1 ( $i_{\text{Вх}}$ ) и током корректирующего конденсатора C1.1 ( $m_1 i_{\text{Вх}}$ ), сопротивлением которого на частоте сигнала можно пренебречь:

$$i_{\text{Вых.1.1}} = i_{\text{Вх}} + i_{\text{C1.1}} \approx (1 + m_1) i_{\text{Вх}}, \quad (2.12)$$

где  $m_1$  – число параллельно включённых транзисторов в VT1.1.

Поэтому выходной ток основного неинвертирующего выхода ( $\text{Вых.}i_{\Sigma}$ ):

$$i_{\text{Вых.}\Sigma} \approx (1 + m_1)(1 + m_2) i_{\text{Вх}}, \quad (2.13)$$

где  $m_2$  – число параллельно включённых транзисторов в VT1.2.

Аналогично можно найти выходной ток основного инвертирующего токового выхода устройства ( $\overline{\text{Вых.}i_{\Sigma}}$ ):

$$i_{\overline{\text{Вых.}\Sigma}} = [m_1 + m_2 (1 + m_1)] i_{\text{Вх}}. \quad (2.14)$$

Таким образом, в первом приближении коэффициенты усиления по току УТ для основного неинвертирующего и основного инвертирующего выходов определяются следующим образом:

$$K_i^{(+)} \approx (1 + m_1)(1 + m_2), \quad (2.15)$$

$$K_i^{(-)} \approx m_1 + m_2 (1 + m_1). \quad (2.16)$$

Из уравнений (2.15) и (2.16) можно сделать вывод о том, что при больших значениях ёмкости корректирующих конденсаторов C1.1, C1.2 и соответствующем выборе площадей p-n переходов транзисторов VT1.1, VT1.2 можно получить достаточно высокое усиление ( $K_i^{(+)} \gg 1$ ,  $K_i^{(-)} \gg 1$ ) в широком диапазоне частот.

Данные выводы подтверждаются результатами компьютерного моделирования.

Кроме этого, выполненные исследования показывают, что при малых значениях корректирующих конденсаторов C1.1, C1.2 ( $C = 1 \div 10$  пФ) рассматриваемый усилитель выполняет функции избирательного усилителя как для основного инвертирующего, так и для основного неинвертирующего выходов (рис. 2.50–2.52).

На рисунке 2.47 приведена схема рассматриваемого усилителя рисунка 2.46 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов техпроцесса SGB25VD.

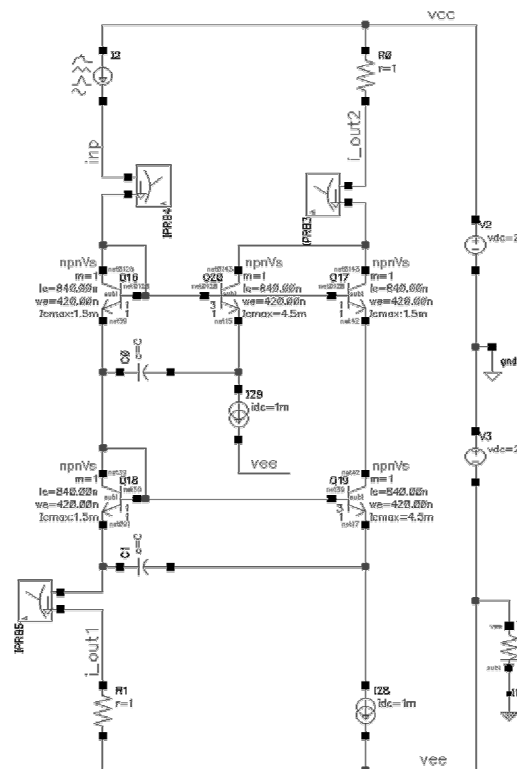


Рис. 2.47. Схема усилителя переменного тока в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 2.48 показана зависимость от частоты коэффициента передачи тока  $K_i$  УТ рисунка 2.47 на основной неинвертирующий выход (out 1) и разность фаз между неинвертирующим и инвертирующим выходами УТ (out1, out 2), а на рисунке 2.49 – зависимости от частоты коэффициентов передачи тока  $K_i$  на выходы (out 1, out 2).

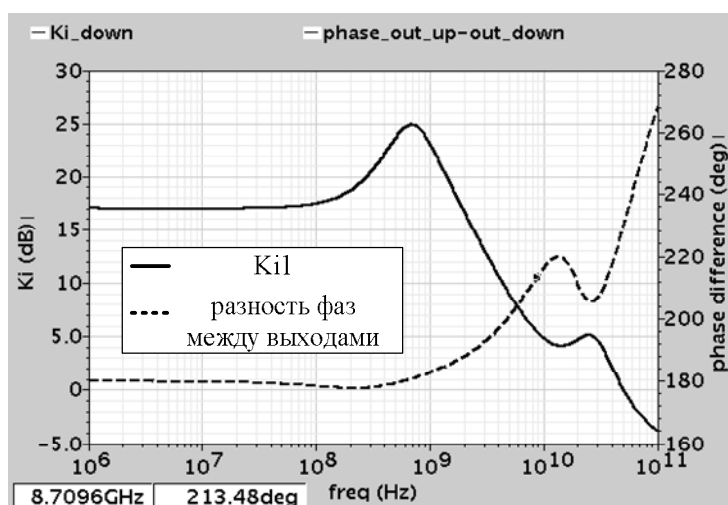


Рис. 2.48. Частотная зависимость коэффициента передачи тока  $K_i$  УТ на основной неинвертирующий выход (out 1) и разность фаз между неинвертирующим и инвертирующим выходами УТ (out 1, out 2)

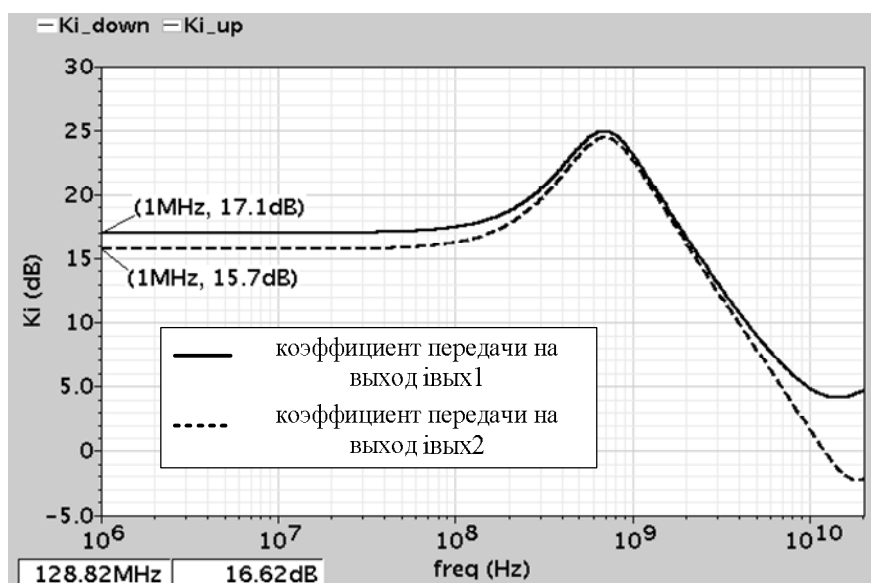


Рис. 2.49. Частотные зависимости коэффициентов передачи тока  $K_i$  на выходы (out 1, out 2)

На рисунке 2.50 показана резонансная зависимость коэффициента передачи тока УТ (рис. 2.47) со входа  $i_{np}$  на выходы  $i_{out 1}$  и  $i_{out 2}$  от частоты. Значение ёмкостей корректирующих конденсаторов  $C_{кор}$  равно 15 пФ, а на рисунке 2.51 показана зависимость от частоты разности фаз между выходами УТ (рис. 2.47)  $i_{out 1}$  и  $i_{out 2}$  и коэффициентов передач  $K_i$  на эти выходы. Значение ёмкостей корректирующих конденсаторов  $C = C_{кор}$  равно 15 пФ.

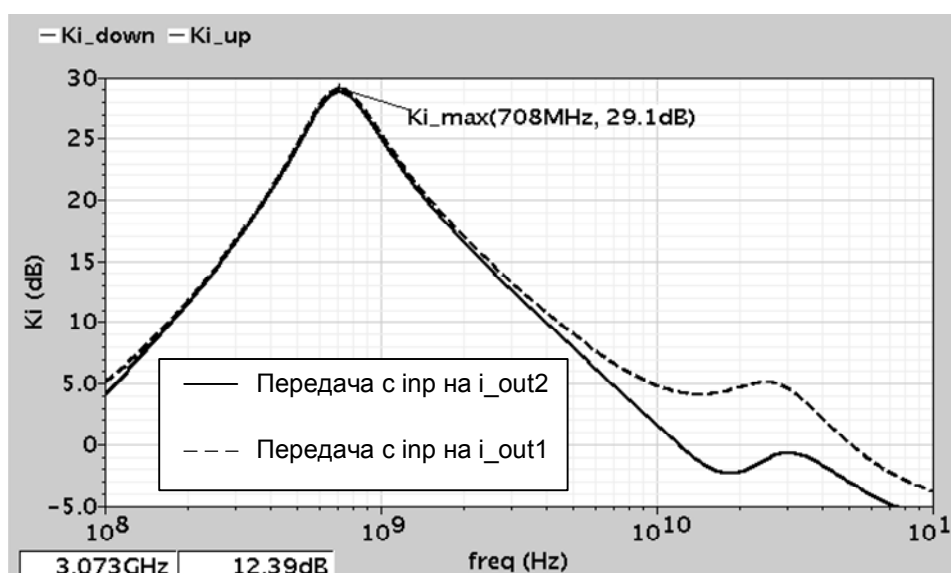


Рис. 2.50. Резонансная зависимость коэффициента передачи тока УТ со входа  $i_{np}$  на выходы  $i_{out 1}$  и  $i_{out 2}$  от частоты

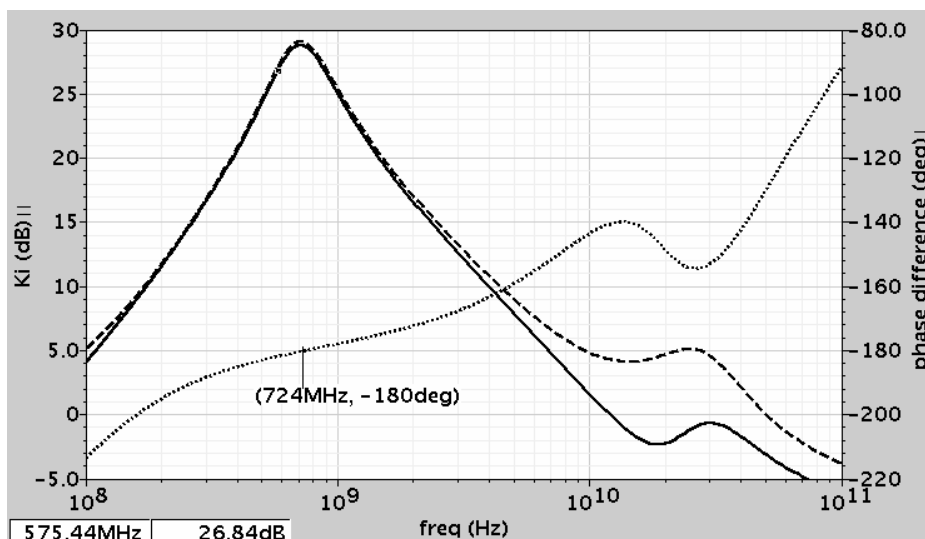


Рис. 2.51. Частотная зависимость разности фаз между выходами УТ  $i_{out 1}$  и  $i_{out 2}$  и коэффициентов передач  $K_i$  на эти выходы

На рисунке 2.52 приведена частотная зависимость разности фаз между выходами  $i_{out1}$  и  $i_{out 2}$  УТ (рис. 2.47) и коэффициенты передач  $K_i$ . Значение ёмкостей корректирующих конденсаторов  $C_{кор.} = 100$  пФ.

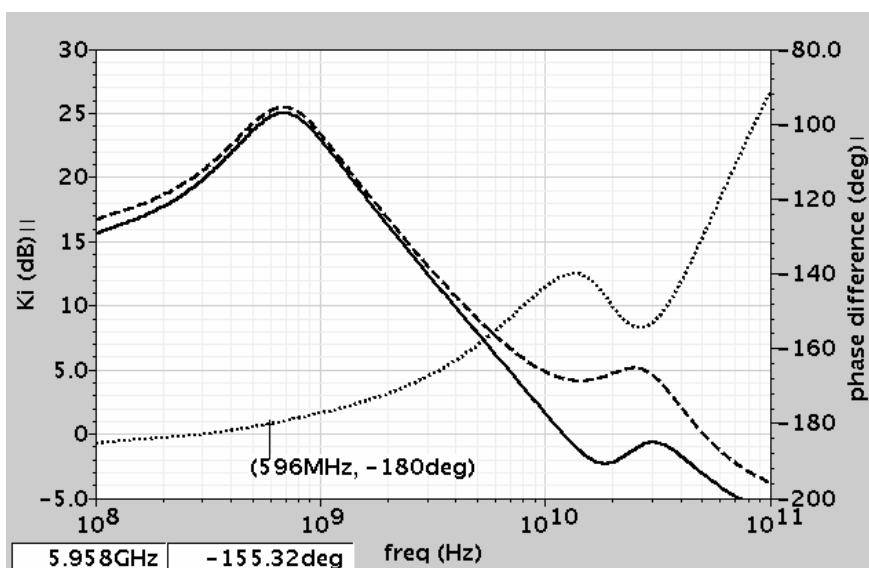


Рис. 2.52. Частотная зависимость разности фаз между выходами  $i_{out 1}$  и  $i_{out 2}$  УТ и коэффициенты передач  $K_i$

На рисунке 2.53 показана зависимость коэффициента передачи тока УТ (рис. 2.46)  $K_i$  от частоты при различных значениях ёмкостей корректирующих конденсаторов  $C = 1 \div 100$  пФ. Данные графики показывают, что рассматриваемый УТ является (при  $C = 1 \div 10$  пФ) резонансным усилителем с высокой добротностью амплитудно-частотной характеристики.



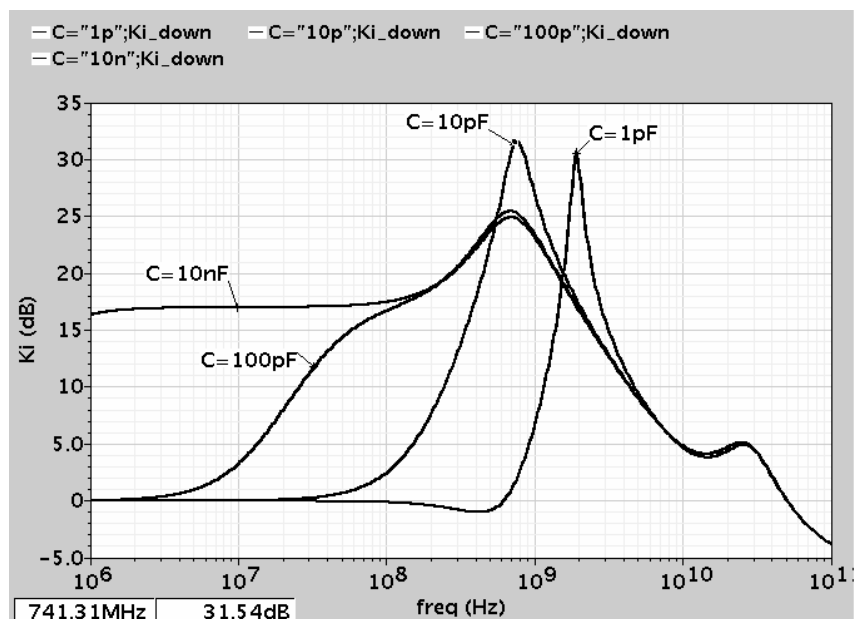


Рис. 2.53. Частотная зависимость коэффициента передачи тока УТ  $K_i$  при различных значениях ёмкостей корректирующих конденсаторов  $C = 1 \div 100$  пФ

Таким образом, рассматриваемая схема многокаскадного усилителя переменного тока имеет низкие значения потребляемого статического тока, который зависит от численных значений токов двухполюсников  $I_{1,1}$ ,  $I_{1,2}$  и входного статического тока  $I_{\text{вх}} = I_0$ , что позволяет использовать УТ для построения как широкополосных, так и избирательных устройств с малым энергопотреблением.

## 2.2. Дифференциальные усилители с расширенным диапазоном линейной работы

В современной микроэлектронике широкое применение получили входные каскады аналоговых микросхем, выполненные в виде дифференциальных усилителей (ДУ) на n-p-n и p-n-p транзисторах с так называемой «архитектурой  $\mu\text{A741}$ » [31]. Дифференциальные усилители данного класса, наряду с типовым параллельно-балансным каскадом, являются основным усилительным элементом многих аналоговых интерфейсов. Это связано с тем, что в таких ДУ минимизируется входная ёмкость из-за отсутствия эффекта Миллера.

Существенный недостаток классического ДУ [31] состоит в том, что он имеет сравнительно узкий динамический диапазон ( $U_{\text{гр}}$ ) линейного усиления дифференциальных сигналов ( $U_{\text{вх.max}} < U_{\text{гр}} \approx 100 \div 150 \text{ мВ}$ ). Это обстоятельство является главной причиной невысокого быстродействия современных операционных усилителей (ОУ), обусловленной нелинейным

режимом работы их входных каскадов, а также одним из основных источников нелинейных искажений в активных RC-фильтрах. При этом для большинства ОУ с высокоимпедансным узлом и одним корректирующим конденсатором максимальная скорость нарастания выходного напряжения [32]

$$u_{\text{вых}} = 2\pi f_{\text{ср}} U_{\text{гр}}, \quad (2.17)$$

где  $f_{\text{ср}}$  – частота единичного усиления (частота среза) скорректированного ОУ;  $U_{\text{гр}}$  – напряжение ограничения проходной характеристики  $i_{\text{вых}}=f(u_{\text{вх}})$  входного каскада (для классических ДУ  $U_{\text{гр}}=50\div 100$  мВ).

Из (2.17) следует, что повышение  $u_{\text{вых}}$  и, следовательно, улучшение динамических параметров активных RC-фильтров можно осуществить двумя качественно разными путями:

1) увеличением диапазона активной работы входного ДУ ( $U_{\text{гр}}$ ) без изменения крутизны преобразования входного напряжения в выходные токи ДУ;

2) повышением  $f_{\text{ср}}$  за счёт улучшения частотных свойств транзисторов, что связано прежде всего с использованием более высокочастотных техпроцессов (SG25VD, SG25H1, SG25RH и др.).

**Первая базовая схема.** На рисунке 2.54 показан входной каскад ОУ для активных RC-фильтров ВЧ- и СВЧ-диапазонов. Решаемая им задача – повышение быстродействия за счёт увеличения (без изменения крутизны) более чем на порядок диапазона линейной работы  $U_{\text{гр}}=1\div 2$  В.

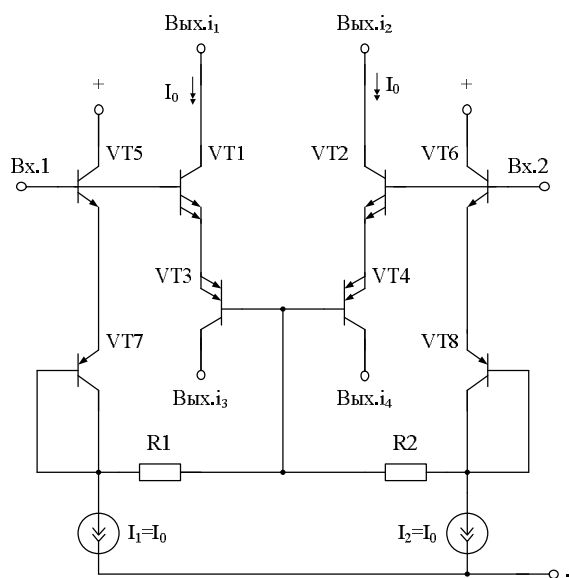


Рис. 2.54. Схема модифицированного ДУ с широким диапазоном активной работы

В связи с тем, что падение напряжения на резисторах  $R1$ ,  $R2$ , создаваемое токами базы транзисторов  $VT3$  и  $VT4$ , мало, статические токи всех транзисторов схемы определяются токами токостабилизирующих двухпо-

люсников  $I_1$  и  $I_2$ . При этом за счёт увеличения площадей эмиттерных переходов транзисторов VT1, VT 2 и VT 3, VT 4 можно при нулевом входном напряжении ДУ обеспечить равенство всех эмиттерных токов схемы:

$$I_{\text{э}1}=I_{\text{э}2}=I_{\text{э}3}=I_{\text{э}4}=I_{\text{э}5}=I_{\text{э}6} \approx I_0, \quad (2.18)$$

где  $I_0=I_1=I_2$ .

Если напряжение на входе (Вх.1) ДУ становится больше напряжения на входе (Вх.2) ДУ, то коллекторные токи транзисторов VT1 и VT3 увеличиваются, а транзисторов VT2 и VT4 – уменьшаются. При этом входное дифференциальное напряжение  $u_{\text{вх}}$  «выделяется» на резисторах R1 и R2, что приводит к увеличению «открывающего» напряжения между базой транзистора VT1 и базой транзистора VT3:

$$u_{\text{б}1-3} \approx \frac{u_{\text{вх}}}{2}. \quad (2.19)$$

Таким образом, коллекторные (выходные) токи транзисторов VT1 и VT3 будут пропорциональны входному напряжению в широком диапазоне  $u_{\text{вх}}$ :

$$i_{\text{вых.1}} = i_{\text{вых.2}} \approx \frac{u_{\text{вх}}}{2 \left( r_{\text{э}1} + r_{\text{э}2} + R_{\text{э}} + \frac{R_1}{2\beta_3} \right)}, \quad (2.20)$$

где  $r_{\text{э}1}$ ,  $r_{\text{э}2}$  – сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT1 и VT2;  $R_1=R_2$  – сопротивления резисторов R1 и R2;  $\beta_3$  – коэффициент усиления по току базы транзистора VT3;  $R_{\text{э}}$  – сопротивление объёмного низкоомного эмиттерного резистора или дополнительного резистора  $R_d=10 \div 20$  Ом, включаемого в ряде случаев в эмиттерную цепь транзисторов VT1 и VT3 (рис. 2.60).

Учитывая, что при увеличении  $I_{\text{э}i}$  сопротивления  $r_{\text{э}1}$  и  $r_{\text{э}2}$  существенно уменьшаются, из (2.20) можно найти, что при больших  $u_{\text{вх}}$ :

$$i_{\text{вых.1}} = i_{\text{вых.2}} \approx \frac{u_{\text{вх}}}{2 \left( R_{\text{э}} + \frac{R_1}{2\beta_3} \right)} = u_{\text{вх}} S, \quad (2.21)$$

где  $S = \frac{1}{2 \left( R_{\text{э}} + \frac{R_1}{2\beta_3} \right)}$  – крутизна ДУ.

Уравнение (2.21) справедливо для следующих амплитуд входных напряжений

$$U_{\text{вх.макс}} \leq U_{\text{гр}}=I_0 R_1=I_0 R_2. \quad (2.22)$$

Таким образом, диапазон активной работы ДУ рисунка 2.54 определяется произведением (2.22) и может выбираться в соответствии с требуемыми значениями  $U_{\text{вых}}$  операционного усилителя (2.18). Данные выводы подтверждаются графиками рисунков 2.61–2.69, из которых следует, что диапазон активной работы предлагаемого ДУ увеличивается на порядок в сравнении с  $U_{\text{гр}}$  классического ДУ.

Таким образом, проходная характеристика  $i_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$  предлагаемого ДУ «продлевается» в область больших токов (рис. 2.61–2.69), значительно превышающих статические токи транзисторов ДУ. Это характерно для транзисторных каскадов класса «АВ».

При отрицательном  $u_{\text{вх}}$  ДУ рисунка 2.54 работает аналогично.

На рисунке 2.55 предлагаемый входной каскад рисунка 2.54 включён в структуру быстродействующего ОУ, которая содержит токовые зеркала ПТ1, ПТ2, выходной буфер БУ и корректирующий конденсатор С1. При этом ОУ охвачен 100 % отрицательной обратной связью.

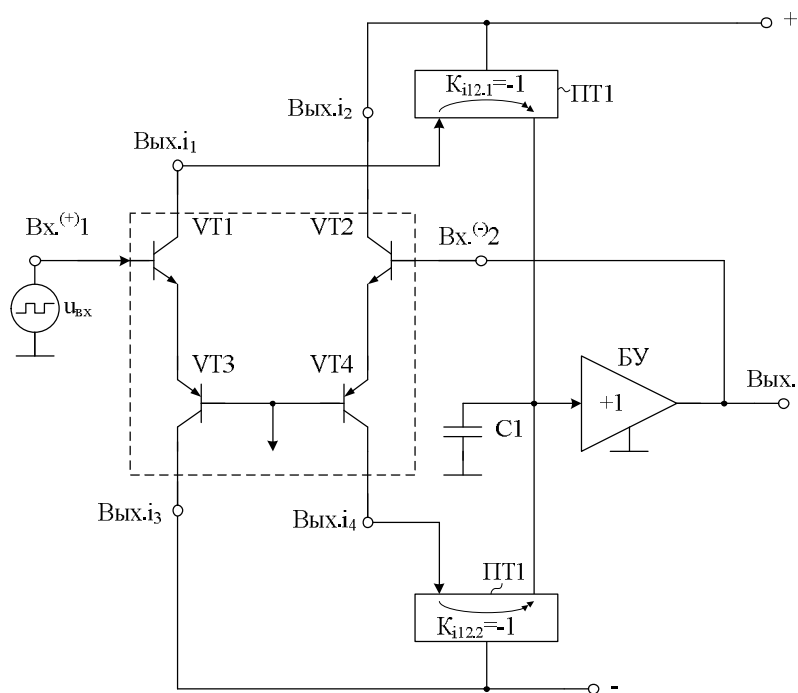


Рис. 2.55. Архитектура быстродействующего операционного усилителя с модифицированным входным каскадом

На рисунке 2.56 показана схема классического ДУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

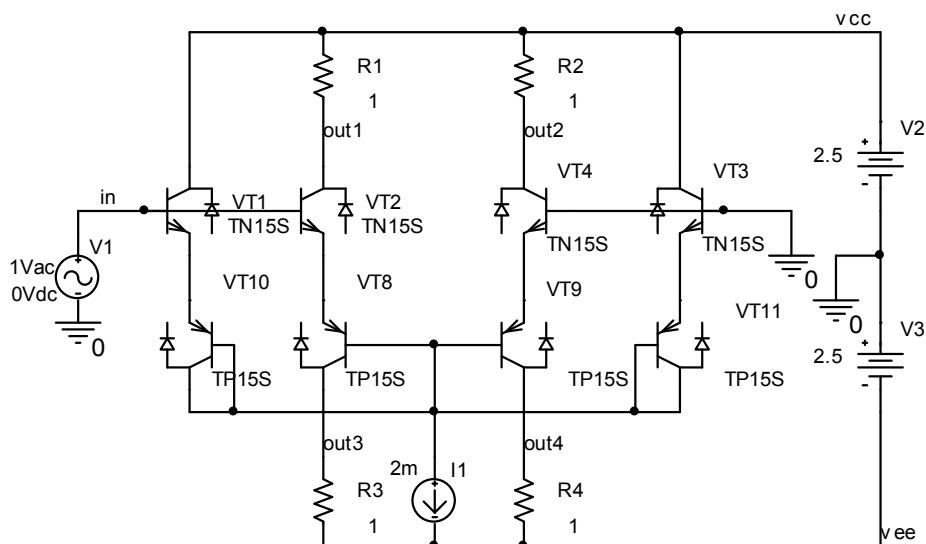


Рис. 2.56. Схема классического ДУ  
в среде компьютерного моделирования PSpice

На рисунке 2.57 приведена зависимость разности выходных токов ( $I(\text{out1}) - I(\text{out2})$ ) и ( $I(\text{out3}) - I(\text{out4})$ ) классического ДУ рисунка 2.56 от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$ .

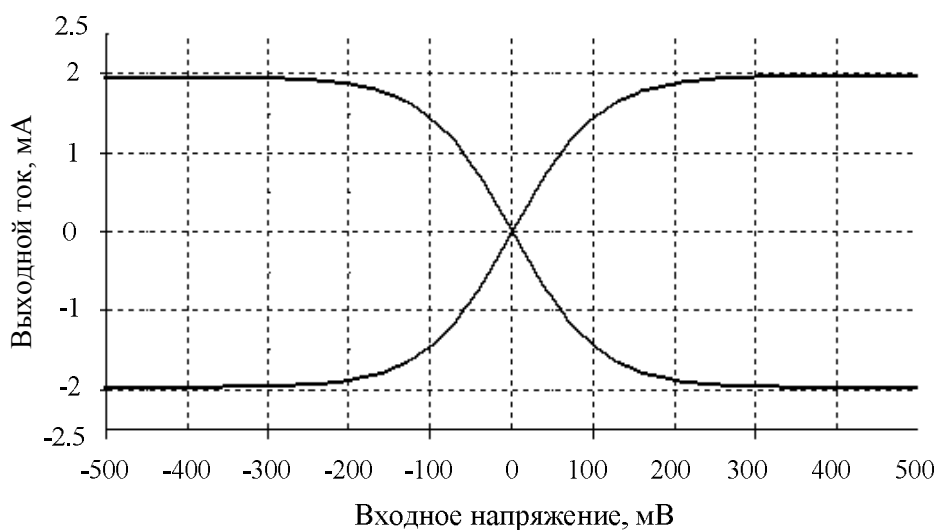


Рис. 2.57. Зависимость разности выходных токов ( $I(\text{out1}) - I(\text{out2})$ )  
и ( $I(\text{out3}) - I(\text{out4})$ ) классического ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$

На рисунке 2.58 представлена зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  классического ДУ рисунка 2.56 от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$ . Зависимость выходных токов  $I(\text{out3})$  и  $I(\text{out4})$  классического ДУ рисунка 2.56 от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  представлена на рисунке 2.59.

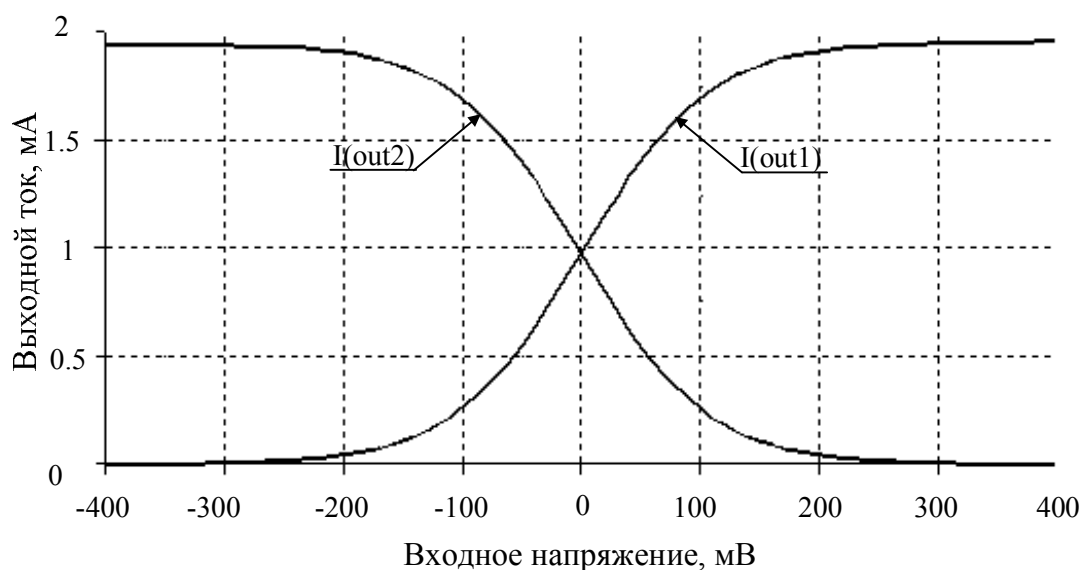


Рис. 2.58. Зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  классического ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$

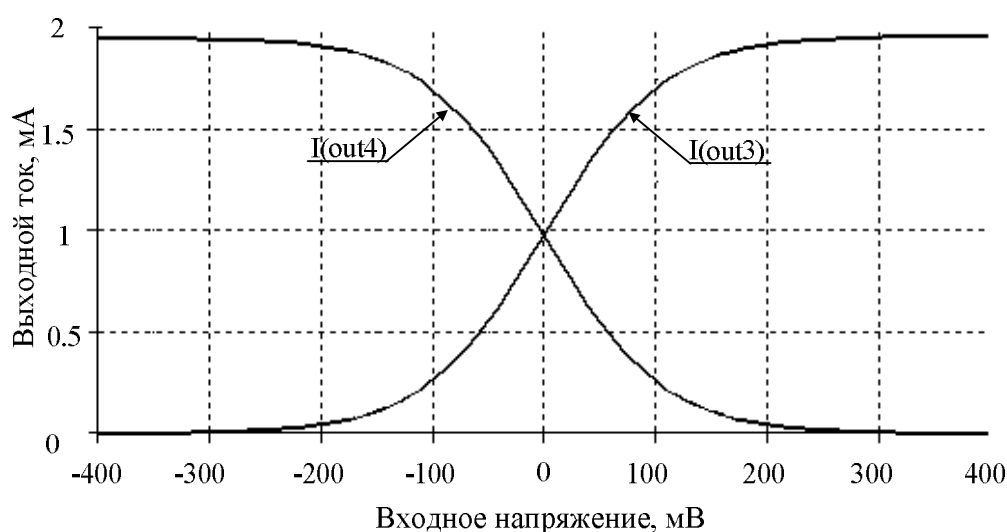


Рис. 2.59. Зависимость выходных токов  $I(\text{out3})$  и  $I(\text{out4})$  классического ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$

На рисунке 2.60 показана схема предлагаемого ДУ рисунка 2.54 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар», а на рисунках 2.61–2.64 зависимости разностей выходных токов ( $I(\text{out1}) - I(\text{out2})$ ) и ( $I(\text{out3}) - I(\text{out4})$ ) от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  ДУ рисунка 2.60 при различных значениях сопротивлений дополнительных резисторов 21, 22 ( $R_{\text{var}}$ ).

PARAMETERS:  
Rvar = 1K

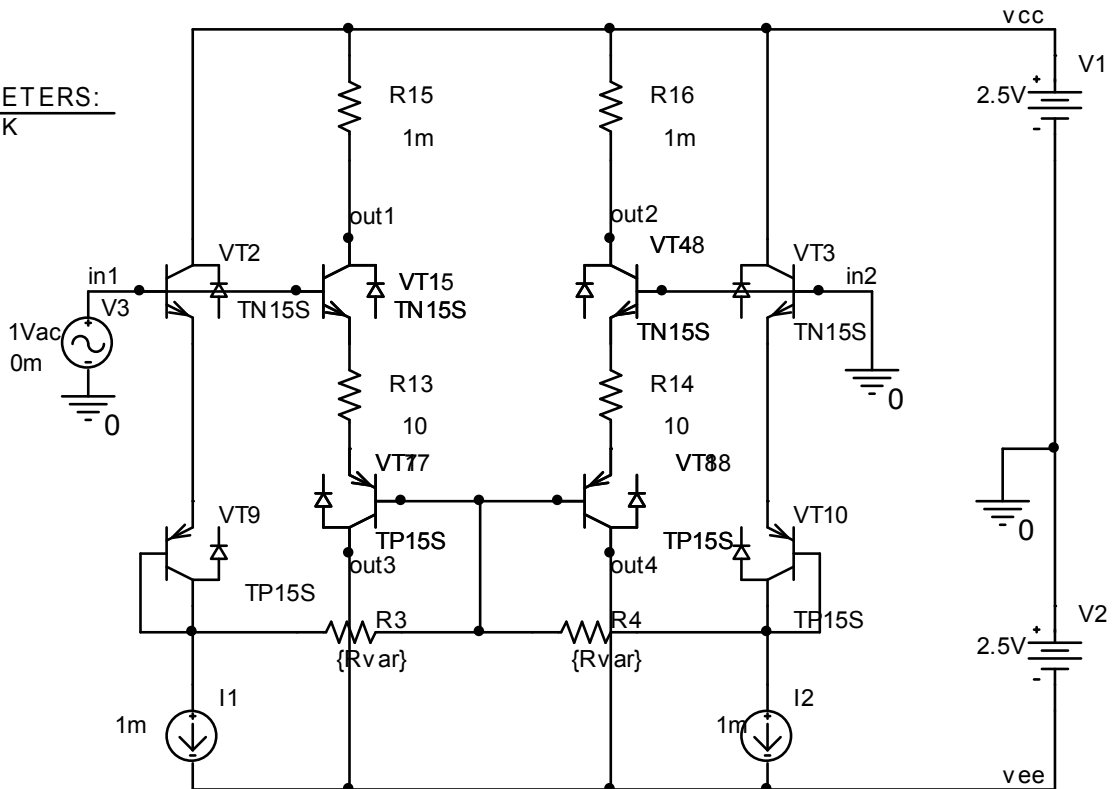


Рис. 2.60. Схема модифицированного ДУ  
в среде компьютерного моделирования PSpice

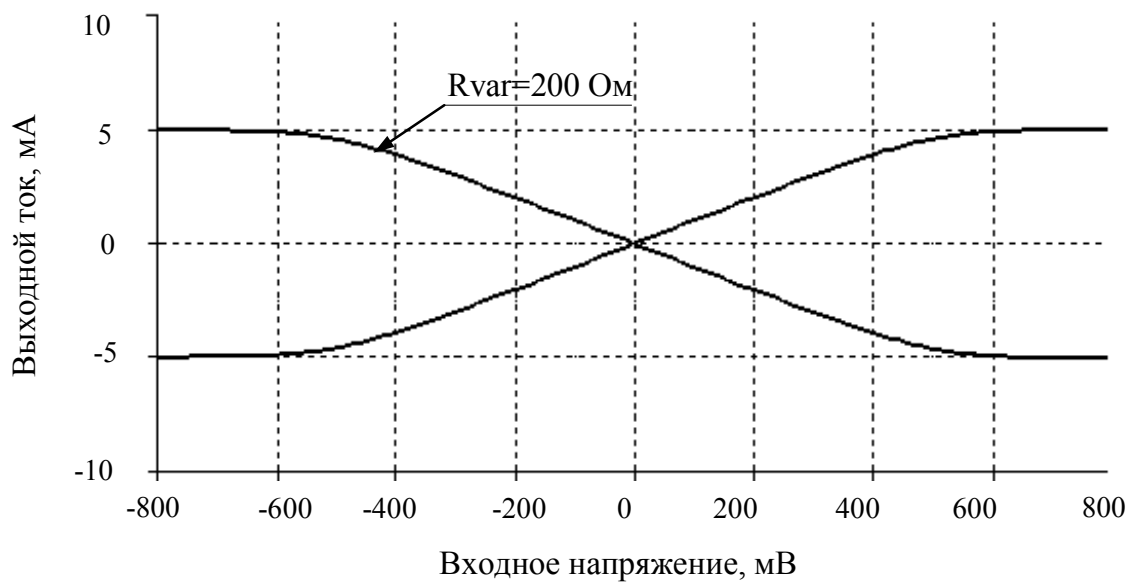


Рис. 2.61. Зависимости разностей выходных токов ( $I(\text{out1}) - I(\text{out2})$ )  
и ( $I(\text{out3}) - I(\text{out4})$ ) от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  при  $R_{\text{var}}=200 \text{ Ом}$

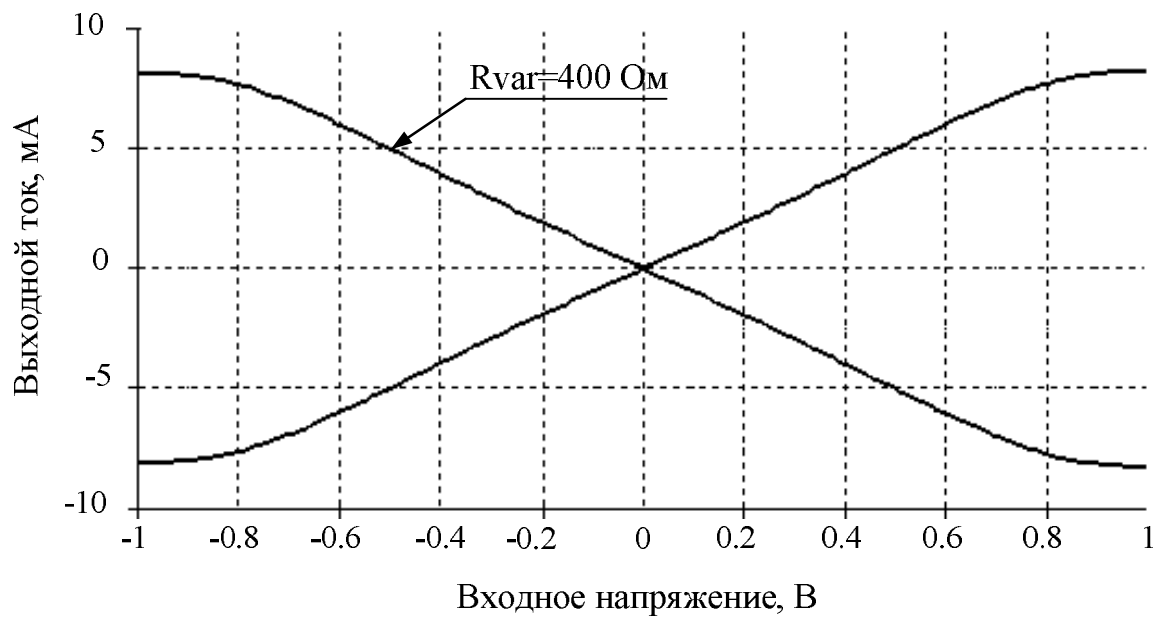


Рис. 2.62. Зависимости разностей выходных токов ( $I(\text{out1}) - I(\text{out2})$ ) и ( $I(\text{out3}) - I(\text{out4})$ ) от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  при  $R_{\text{var}} = 400 \text{ Ohm}$

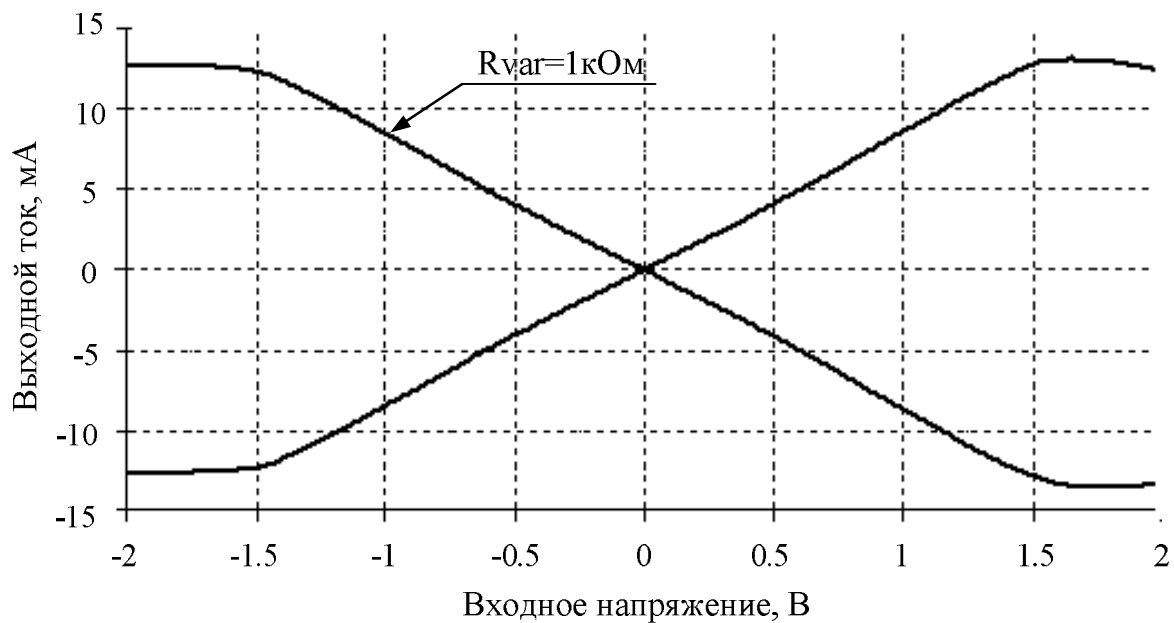


Рис. 2.63. Зависимости разностей выходных токов ( $I(\text{out1}) - I(\text{out2})$ ) и ( $I(\text{out3}) - I(\text{out4})$ ) от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  при  $R_{\text{var}} = 1 \text{ kOhm}$



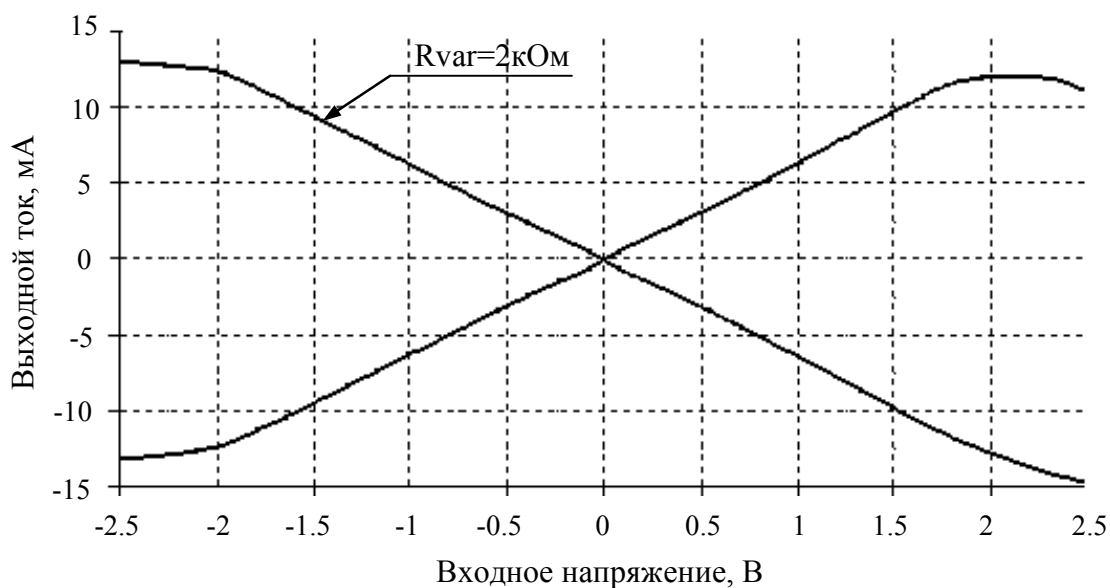


Рис. 2.64. Зависимости разностей выходных токов ( $I(\text{out1}) - I(\text{out2})$ ) и ( $I(\text{out3}) - I(\text{out4})$ ) от входного напряжения  $u_{\text{BX}}$  при  $R_{\text{var}}=2\text{кОм}$

На рисунке 2.65 представлена зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  модифицированного ДУ рисунка 2.60 от входного напряжения  $u_{\text{BX}}$  при сопротивлениях дополнительных резисторов 21, 22  $R_{\text{var}}=200\text{ Ом}$ , а на рисунке 2.66 – зависимость выходных токов  $I(\text{out3})$  и  $I(\text{out4})$  предлагаемого ДУ рисунка 2.60 от входного напряжения  $u_{\text{BX}}$  при сопротивлениях дополнительных резисторов 21, 22  $R_{\text{var}}=200\text{ Ом}$ .

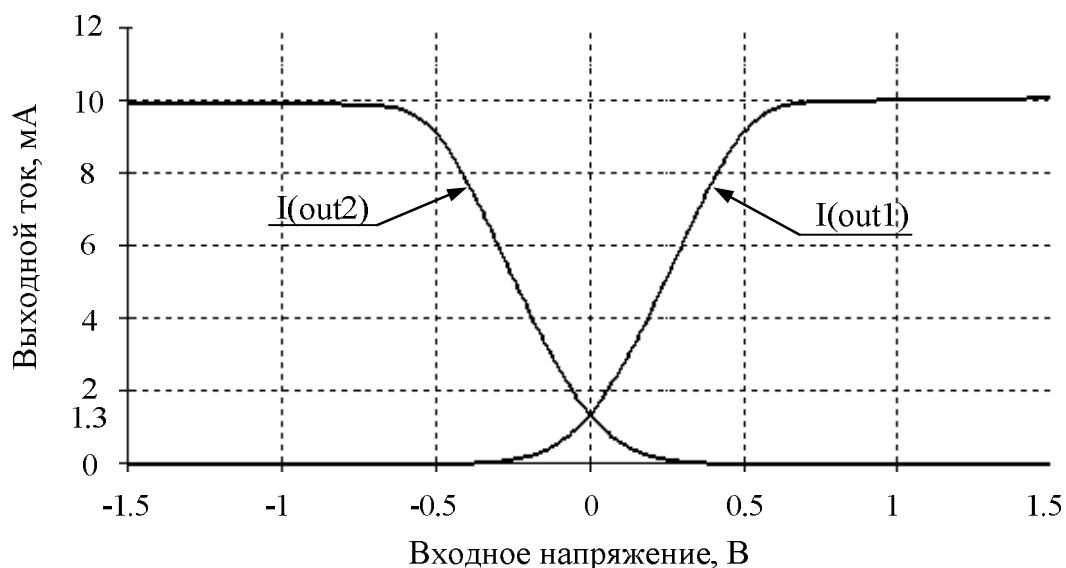


Рис. 2.65. Зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  модифицированного ДУ от входного напряжения  $u$

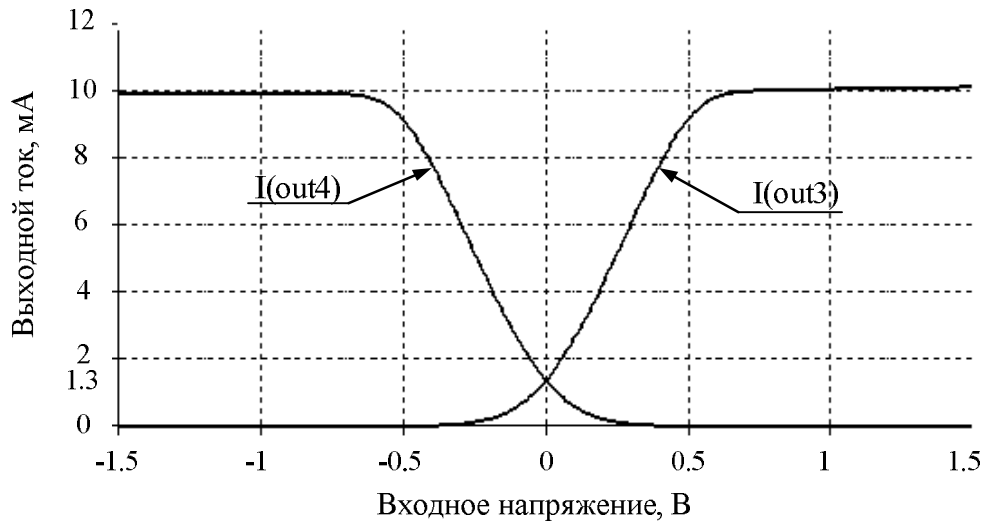


Рис. 2.66. Зависимость выходных токов  $I(\text{out3})$  и  $I(\text{out4})$  модифицированного ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$

На рисунке 2.67 показана зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  предлагаемого ДУ рисунка 2.60 от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  при сопротивлениях дополнительных резисторов 21, 22  $R_{\text{var}} = 1$  кОм, а на рисунке 2.68 – зависимость выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  предлагаемого ДУ рисунка 2.60 от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  при сопротивлениях дополнительных резисторов 21, 22  $R_{\text{var}} = 1$  кОм в увеличенном масштабе.

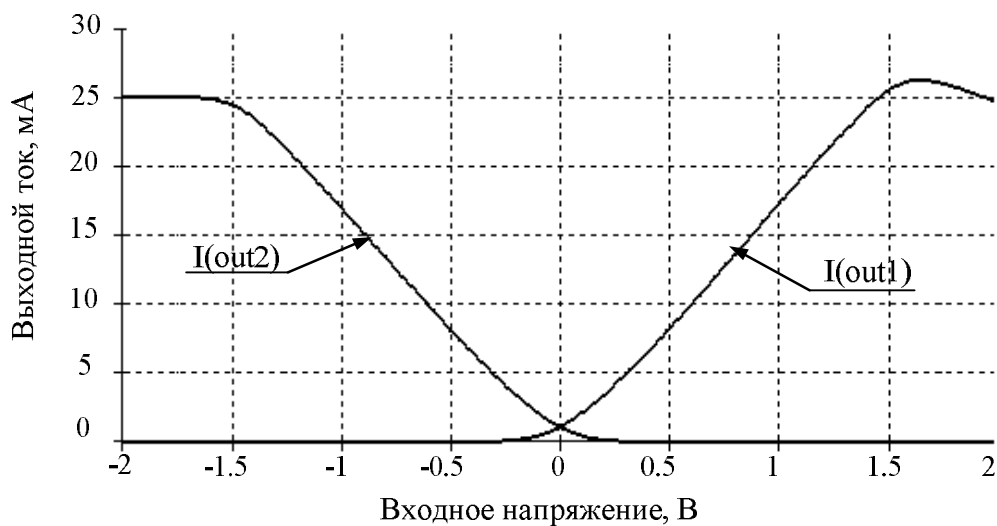


Рис. 2.67. Зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  модифицированного ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$

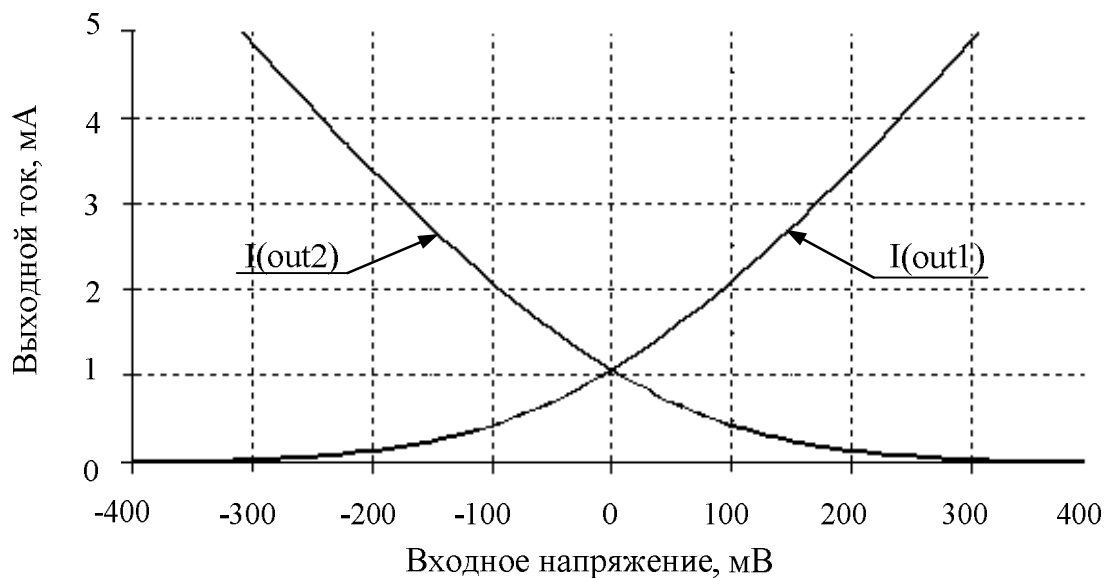


Рис. 2.68. Зависимость выходных токов  $I(\text{out1})$  и  $I(\text{out2})$  модифицированного ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  в увеличенном масштабе

На рисунке 2.69 представлена зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out3})$  и  $I(\text{out4})$  предлагаемого ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  при  $R_{\text{var}}=1$  кОм, а на рисунке 2.70 – зависимость выходных токов  $I(\text{out3})$  и  $I(\text{out4})$  предлагаемого ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  при  $R_{\text{var}}=1$  кОм в увеличенном масштабе.

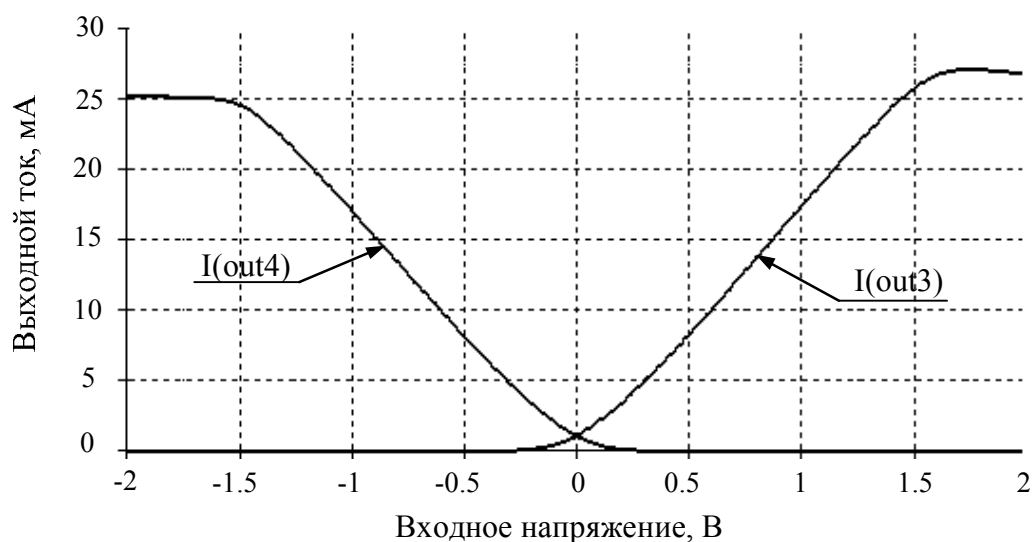


Рис. 2.69. Зависимость абсолютных значений выходных токов  $I(\text{out3})$  и  $I(\text{out4})$  модифицированного ДУ от входного напряжения  $u_{\text{вх}}$

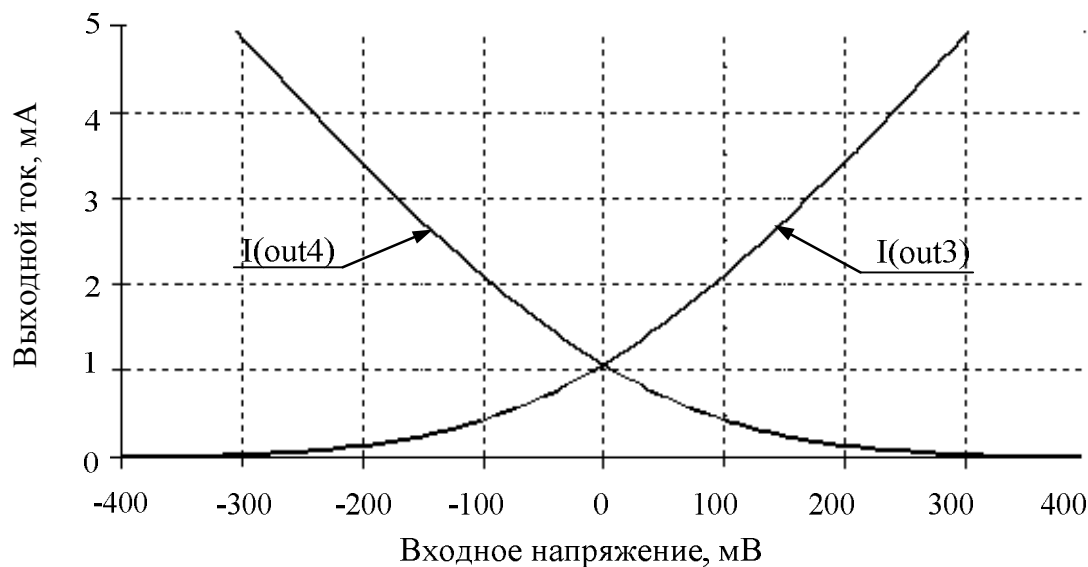


Рис. 2.70. Зависимость выходных токов  $I(out3)$  и  $I(out4)$  модифицированного ДУ от входного напряжения  $u_{вх}$  в увеличенном масштабе

Результаты компьютерного моделирования ДУ рисунка 2.60, представленные на графиках рисунках 2.61–2.69, подтверждают полученные выше теоретические выводы.

Рассмотренный ДУ может использоваться в структуре быстродействующих операционных усилителей различного функционального назначения, а также в аналоговых микросхемах с широким диапазоном линейной работы, активных RC-фильтрах.

### 2.3. Операционные усилители с парафазным выходом

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

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

На рисунке 2.71 показана схема классического ОУ с парафазным выходом.

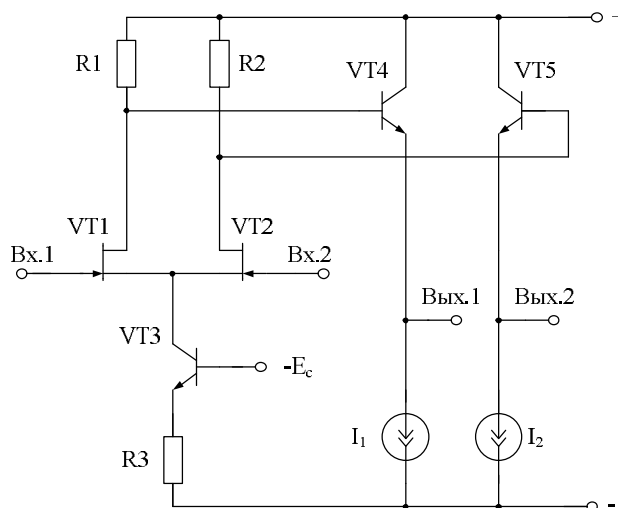


Рис. 2.71. Схема классического ОУ с парафазным выходом

На рисунке 2.72 показана схема модифицированного ОУ. Решаемая им задача – создание условий, при которых выходное статическое синфазное напряжение ОУ будет иметь высокую стабильность и нулевое значение.

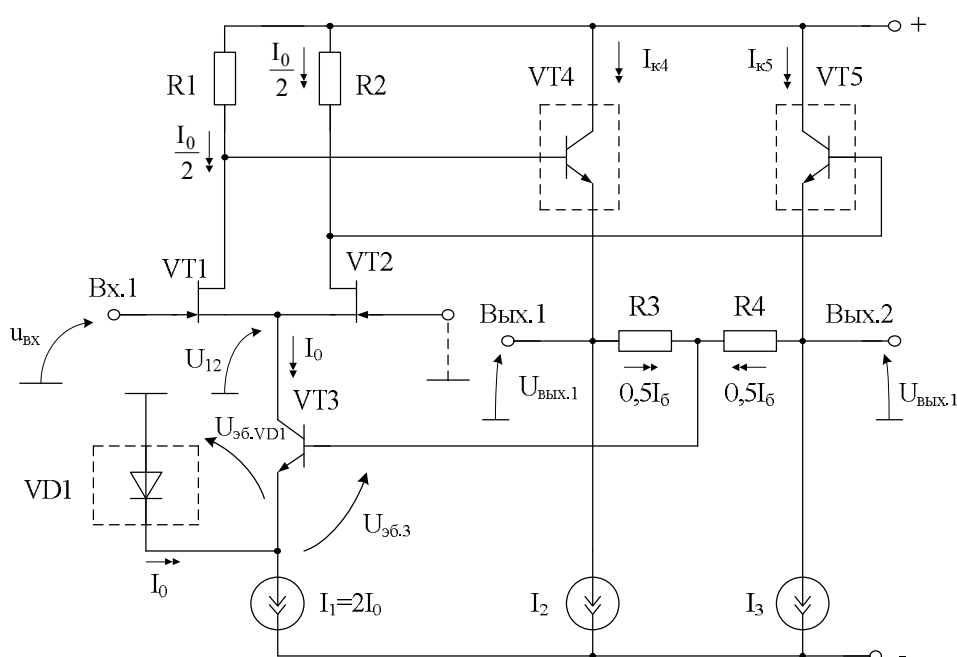


Рис. 2.72. Схема модифицированного ОУ [33]

Статический режим по току транзисторов VT1, VT2 и VT4, VT5 устанавливается двухполюсниками  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ :

$$\begin{aligned} I_{c1} &= I_{k3}/2 = I_0/2 = I_{c2}, \\ I_{k3} &= I_1 - I_{VD1} = I_0, \\ I_{k4} &= I_2 = I_0, \\ I_{k5} &= I_3 = I_0, \end{aligned} \quad (2.23)$$

где  $I_{c1}$ ,  $I_{c2}$  – токи стока (коллектора) транзисторов VT1 и VT2,  $I_{VD1} = I_0$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  – токи двухполюсников VD1,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ .

В соответствии со вторым законом Киргофа статические напряжения на выходах ОУ:

$$U_{\text{вых.1}} = 0,5I_1R_3 - U_{\text{эб.3}} + U_{\text{эб.VD1}} \approx U_{\text{вых.2}} \approx 0, \quad (2.24)$$

где  $U_{\text{эб.VD1}} = U_{\text{эб.3}}$  – напряжения «эмиттер-база» транзистора VT3 и p-n перехода VD1;  $I_1$  – ток базы транзистора VT3.

С учётом типовых численных значений  $I_1$  и  $R_1 = R_2$  практических схем ДУ из уравнения (2.24) можно сделать вывод о том, что в рассматриваемом ОУ статические выходные напряжения  $U_{\text{вых.1}} = U_{\text{вых.2}}$  близки к единицам милливольт.

Дальнейшее уменьшение  $U_{\text{вых.1}} = U_{\text{вых.2}}$  возможно за счёт рационального выбора сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

В зависимости от количества p-n переходов VD1 в ОУ рисунка 2.72 можно установить и другие заданные величины статического выходного синфазного напряжения.

На рисунке 2.73 представлен вариант построения рассматриваемого ОУ с буферным каскадом.

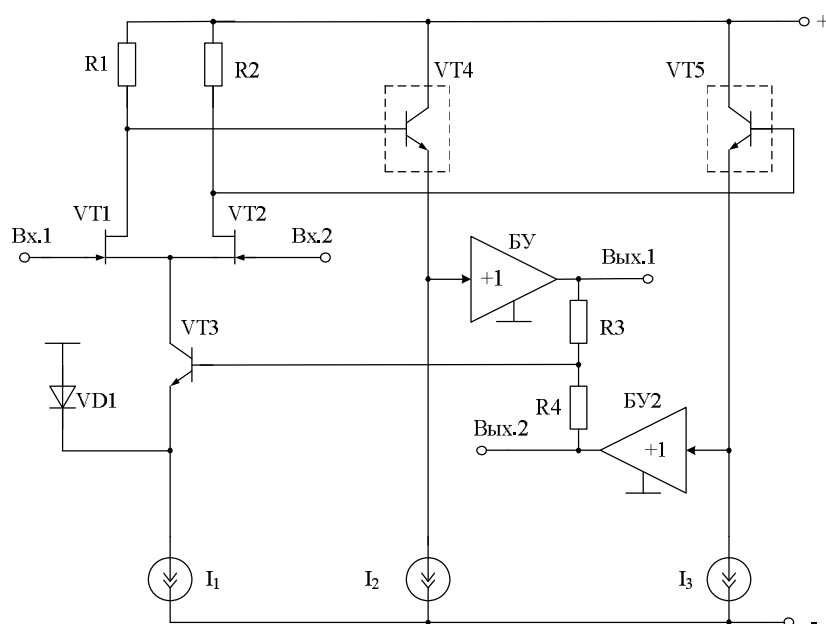


Рис. 2.73. Вариант реализации модифицированного ОУ

На рисунке 2.74 показано включение модифицированного ОУ в качестве выходного функционального узла в структуре широкополосного усилителя, содержащего входной нелинейный преобразователь на основе р-n переходов VD2, VD3.

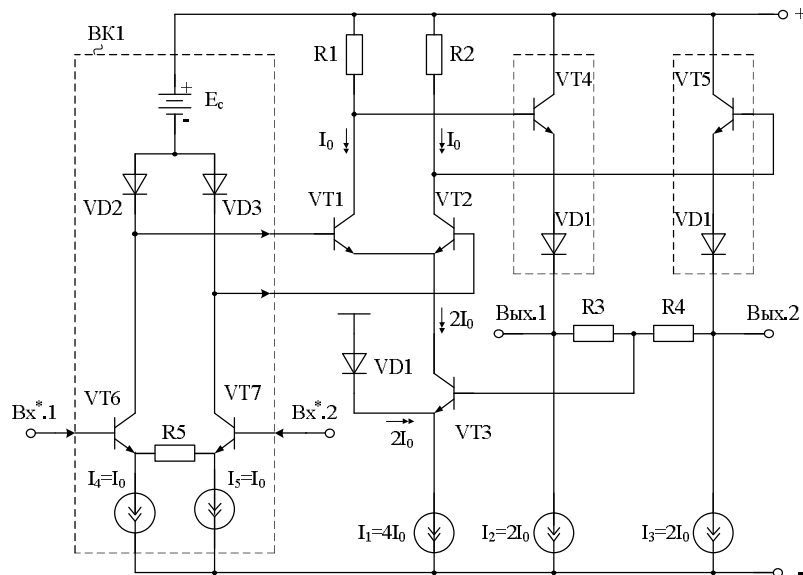


Рис. 2.74. Схема включения модифицированного ОУ в качестве выходного функционального узла в структуре широкополосного усилителя

На рисунке 2.75 показана схема модифицированного ОУ (рис. 2.72) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

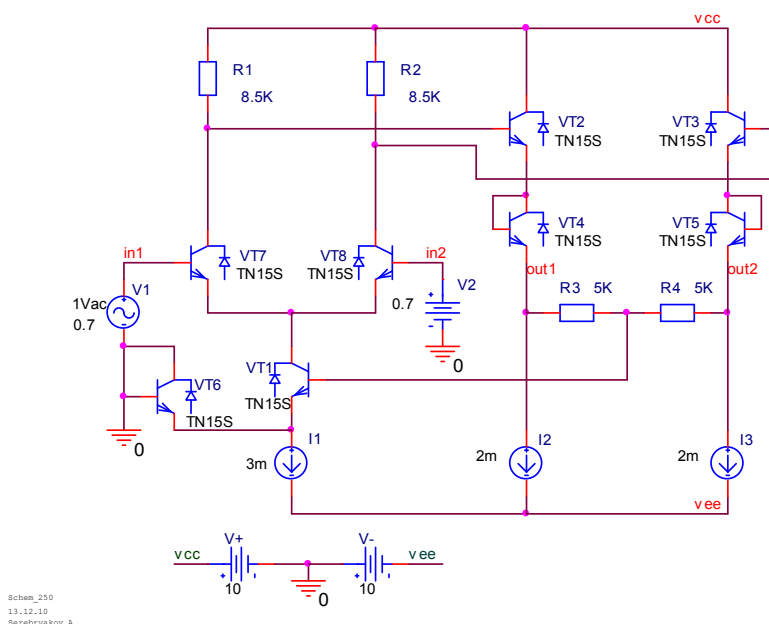


Рис. 2.75. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рисунке 2.76 приведена частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению схемы рисунка 2.75.

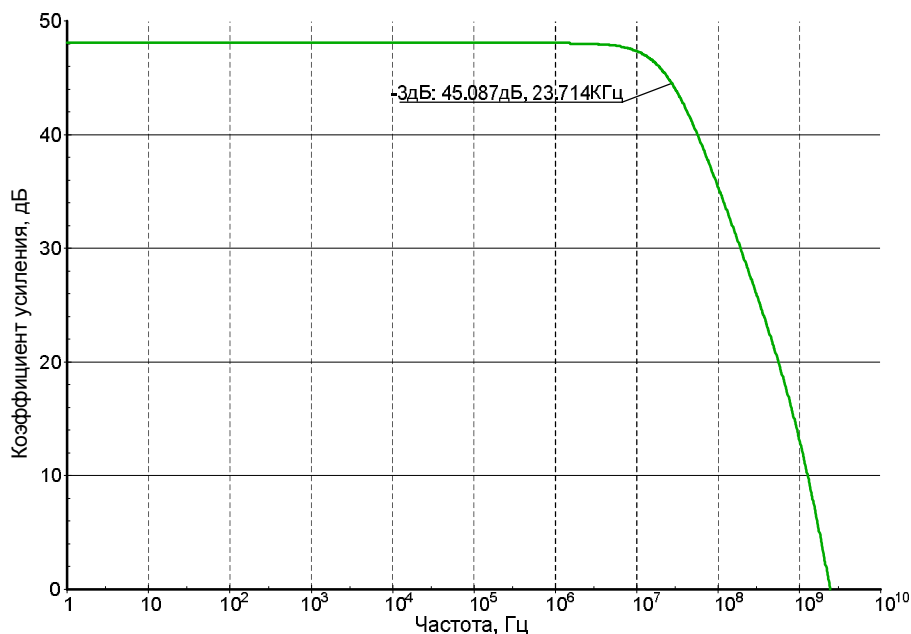


Рис. 2.76. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ДУ

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

### 2.3.2. Методы расширения диапазона рабочих частот

Как показано в [34], одним из функциональных узлов активных RC-фильтров ВЧ- и СВЧ-диапазона являются операционные усилители с парафазным выходом. Классические ОУ данного класса (рис. 2.77) при высоких внутренних сопротивлениях ( $r_2$ ,  $r_3$ ) источников опорных токов  $I_2$ ,  $I_3$  имеют недостаточно широкий диапазон рабочих частот, что обусловлено наличием инерционности в высокоимпедансных выходных узлах «А» и «В»:

$$\tau_A \approx r_2 C_{\Sigma A}, \quad (2.25)$$

$$\tau_B \approx r_3 C_{\Sigma B}, \quad (2.26)$$

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



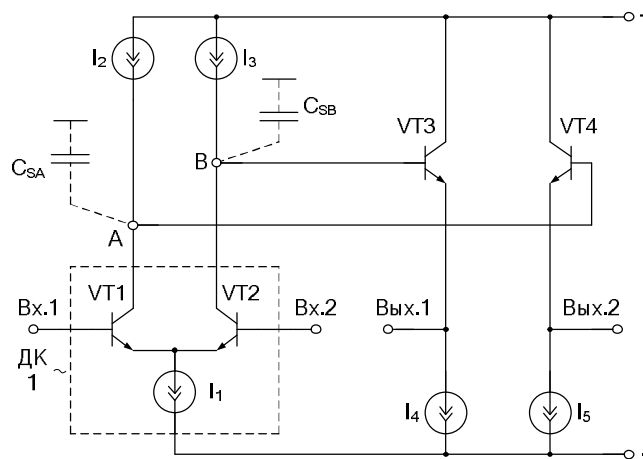


Рис. 2.77. Схема классического ОУ с парафазным выходом

Если  $C_{\Sigma A} = C_{\Sigma B} \leq 0,5$  пФ, а  $r_2 \approx r_3 \approx 10^6$  Ом, то  $\tau_A = \tau_B = 510^{-7}$  с, что отрицательно сказывается на верхней граничной частоте  $f_B = \frac{1}{2\pi\tau_A}$  операционного усилителя рисунка 2.77.

Расширение диапазона рабочих частот ОУ со структурой рисунка 2.77 можно обеспечить за счёт введения специальных цепей взаимной компенсации паразитных ёмкостей.

**ОУ на основе перегнутого каскода.** На рисунке 2.78 представлена схема ОУ с парафазным выходом [35], в котором обеспечивается высокая стабильность статического режима ОУ, а также повышенные значения его коэффициента усиления по напряжению  $K_y$  и верхней граничной частоты  $f_B$  (по уровню – 3дБ).

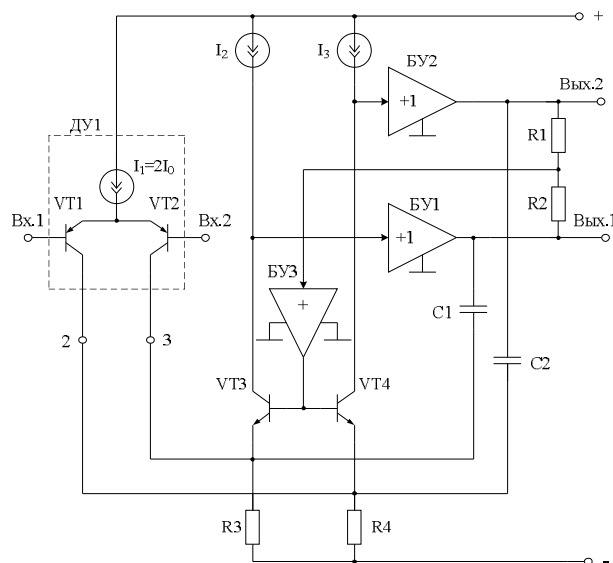


Рис. 2.78. Схема широкополосного ОУ на базе «перегнутого» каскода с цепями взаимной компенсации паразитных ёмкостей

Статический режим по току транзисторов ОУ рисунка 2.78 устанавливается токостабилизирующими двухполюсниками  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ : Причём коллекторные ( $I_{ki}$ ) токи транзисторов схемы:

$$I_{k3} = I_{k4} = I_2 = I_3 = I_0, \quad (2.27)$$

$$I_{k1} = I_{k2} = \frac{I_1}{2} = I_0,$$

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

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

$$U_{\text{вых.1}} \approx U_{\text{вых.2}} \approx 0. \quad (2.28)$$

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

Таким образом, статический режим транзисторов схемы рисунка 2.78 не зависит от дифференциальных сопротивлений ( $r_1 = r_2 = r_3$ ) токостабилизирующих двухполюсников  $I_2$ ,  $I_3$ , которые для повышения  $K_y$  до уровня 60÷70 дБ могут выполняться в виде источников тока. В классических схемах такое исполнение элементов не приемлемо из-за проблем с устойчивостью статического режима. Повышенные значения  $r_1 = r_2 = r_3$  позволяют получить в схеме рисунка 2.78 повышенные значения  $K_y$ .

На рисунке 2.79 представлена схема рисунка 2.78 с конкретным выполнением буферных усилителей БУ1 и БУ2, а также неинвертирующего каскада БУЗ.

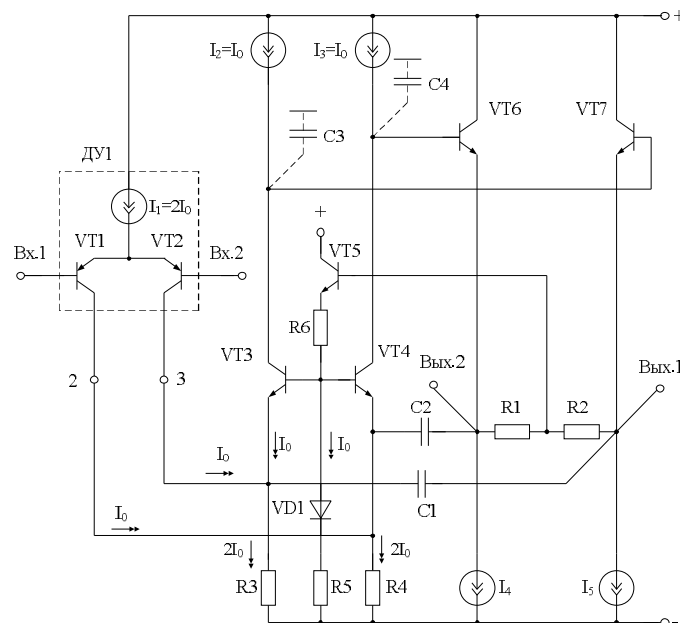


Рис. 2.79. Схема ОУ с конкретным выполнением буферных усилителей

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

На рисунке 2.80 приведена схема ОУ рисунка 2.79 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

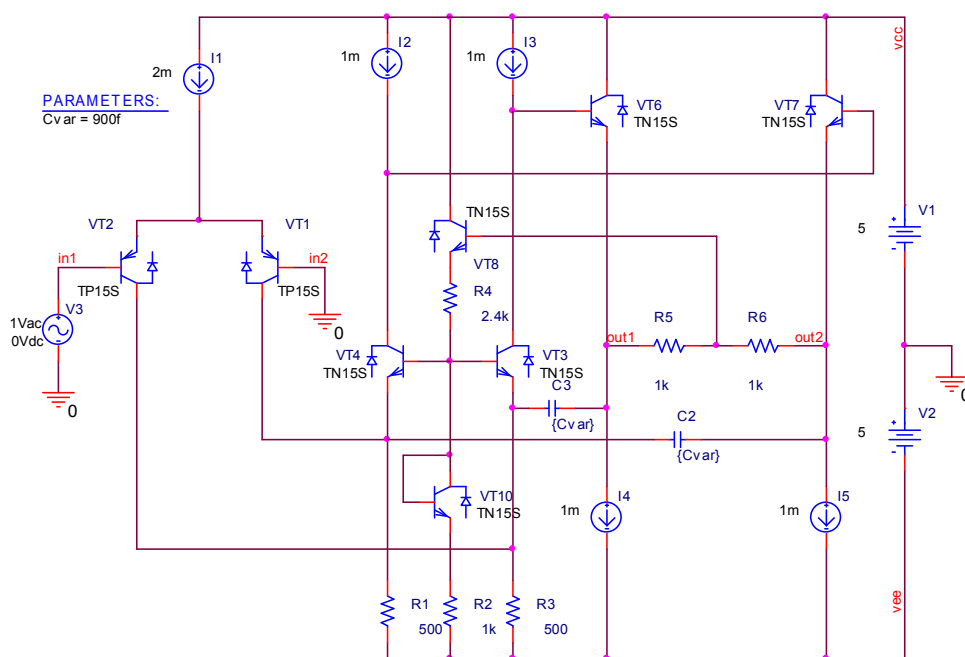


Рис. 2.80. Схема ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

Особенность ОУ рисунка 2.78 состоит в том, что за счёт введения корректирующих конденсаторов C1 и C2 более чем на порядок расширяется диапазон его рабочих частот (рис. 2.81) – верхняя граничная частота  $f_B$  увеличивается от 4,3 мГц до 48,3 мГц. Данный эффект объясняется взаимной компенсацией эквивалентной ёмкости на подложку  $C_3$  ( $C_4$ ) ёмкостью корректирующего конденсатора C1 (C2). При этом эффективные ёмкости в высокоимпедансных узлах  $C_{3эф}$ ,  $C_{4эф}$  уменьшаются до величины:

$$C_{3эф} \approx C_3(1 - \alpha_3), \quad (2.29)$$

$$C_{4эф} \approx C_4(1 - \alpha_4), \quad (2.30)$$

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

В результате эквивалентные постоянные времени в высокоимпедансных узлах (коллекторах транзисторов VT3 и VT4) уменьшаются, что повышает более чем на порядок верхнюю граничную частоту  $f_v$  ОУ (рис. 2.81).

На рисунке 2.81 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ рисунка 2.80 при разных значениях ёмкостей корректирующих конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ .

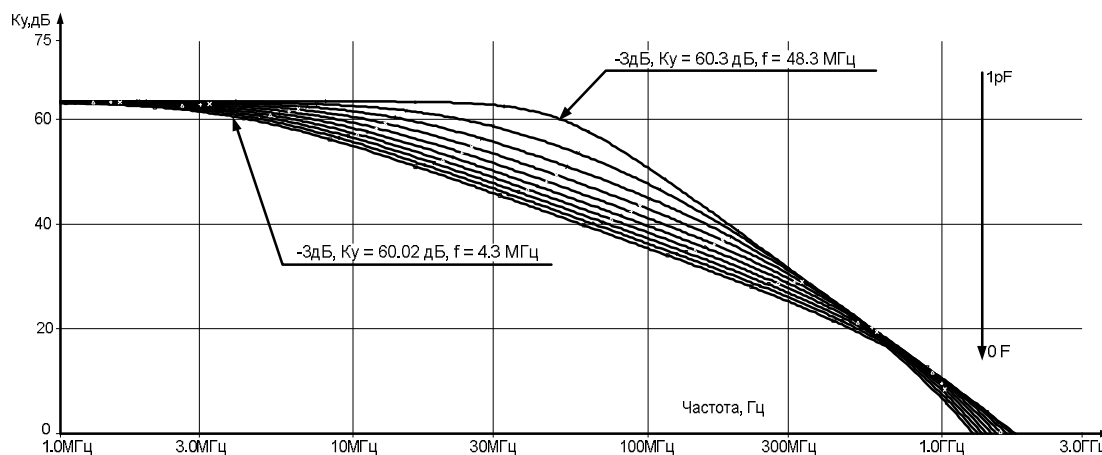


Рис. 2.81. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению

На рисунке 2.82 приведена зависимость выходных напряжений ОУ при входном синусоидном сигнале  $U_{in1} = 1$  мВ.

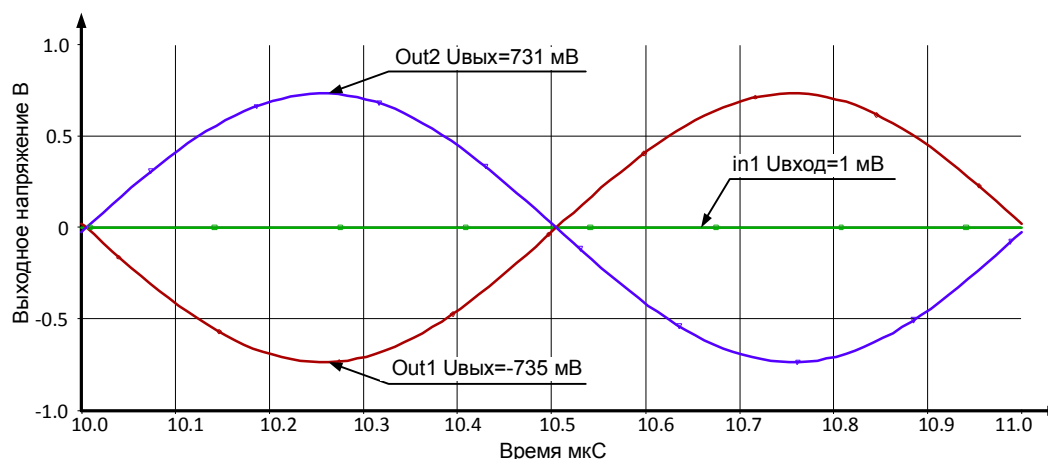


Рис. 2.82. Зависимость выходных напряжений ОУ при входном синусоидном сигнале  $U_{in1} = 1$  мВ

Результаты компьютерного моделирования схемы рисунка 2.80 показывают (рис. 2.81, 2.82), что на основе ОУ (рис. 2.78) могут быть реализованы RC-фильтры ВЧ- и СВЧ-диапазонов [34].

мах с общей отрицательной обратной связью.

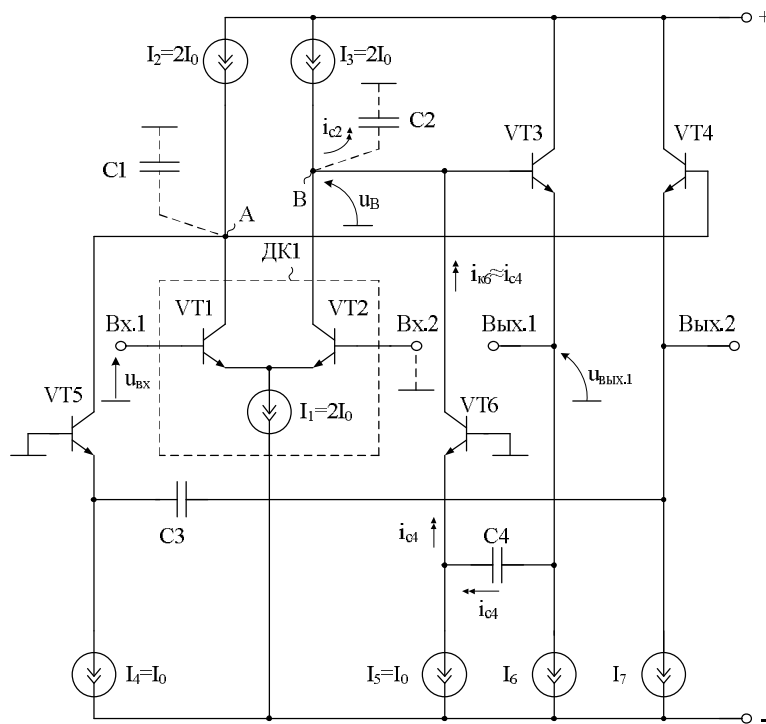


Рис. 2.83. Схема широкополосного ОУ с произвольным входным каскадом

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

Конденсаторы C1 и C2 моделируют наличие паразитных ёмкостей на подложку в узлах А и В. Кроме этого входной дифференциальный каскад ДК1 реализован на транзисторах VT1, VT2 и классическом источнике опорного тока I<sub>1</sub>.

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

Под действием положительного сигнала  $u_{\text{вх}}$  на входе Вх.1 изменяется напряжение  $u_{\text{в}}$  в узле «В», которое с единичным коэффициентом передачи передаётся на выход устройства Вых.1. Изменения  $u_{\text{в}}$  и  $u_{\text{вых.1}}$  создают токи  $i_{\text{с2}}$  и  $i_{\text{с4}}$  через паразитную ёмкость на подложку С2 и через корректирующий конденсатор С4, зависящие от их численных значений и частоты сигнала.

На рисунке 2.84 представлен ОУ с типовой обратной связью в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe-интегральных транзисторов.

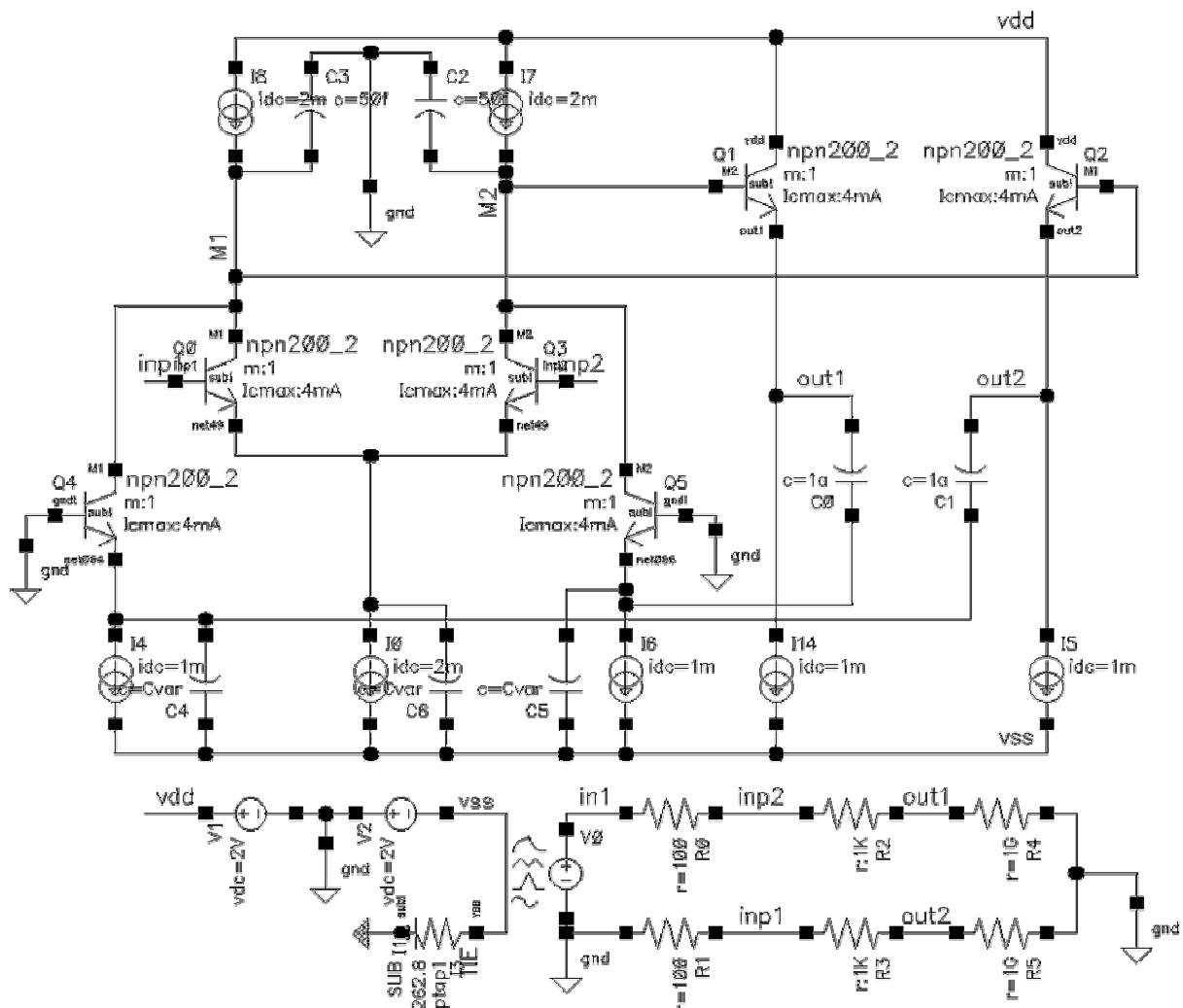


Рис. 2.84. Схема ОУ с типовой обратной связью в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 2.85 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ при разных значениях ёмкости корректирующих конденсаторов ( $C_3=C_4=C_n=0\div80$  фФ). Приращение тока  $i_4$  поступает в эмиттер транзистора VT6 и, далее, в его коллектор, что компенсирует изменение тока  $i_2$  через паразитную ёмкость C2. Если ёмкости конденсаторов C2 и C4 (C1 и C3) приблизительно одинаковы, то влияние паразитной ёмкости C2 на частотную характеристику ОУ компенсируется ёмкостью корректирующего конденсатора C4.

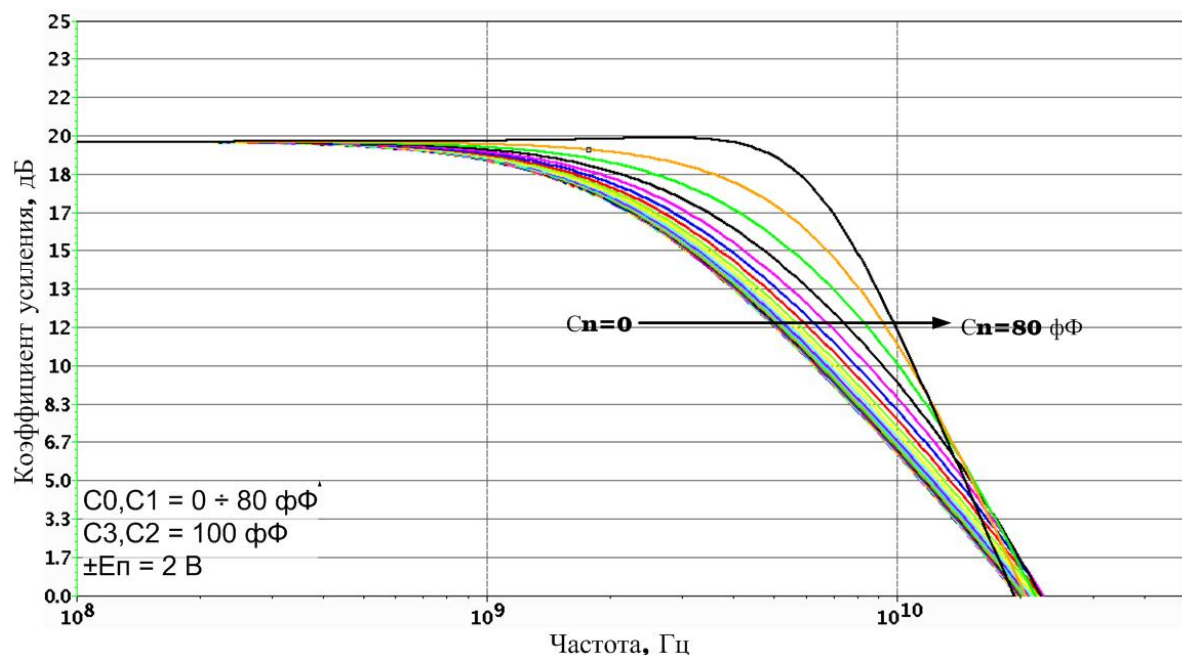


Рис. 2.85. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ОУ

График рисунка 2.86 характеризует зависимость верхней граничной частоты  $f_v$  (по уровню – 3дБ) ОУ от ёмкости корректирующих конденсаторов  $C_0=C_1=C_3=C_4=C_n=0 \div 80$  фФ при паразитных ёмкостях в узлах А и В  $C_1=C_2=100$  фФ. При рациональном выборе  $C_3=C_4=C_n$  диапазон рабочих частот ОУ улучшается в 2÷3 раза.

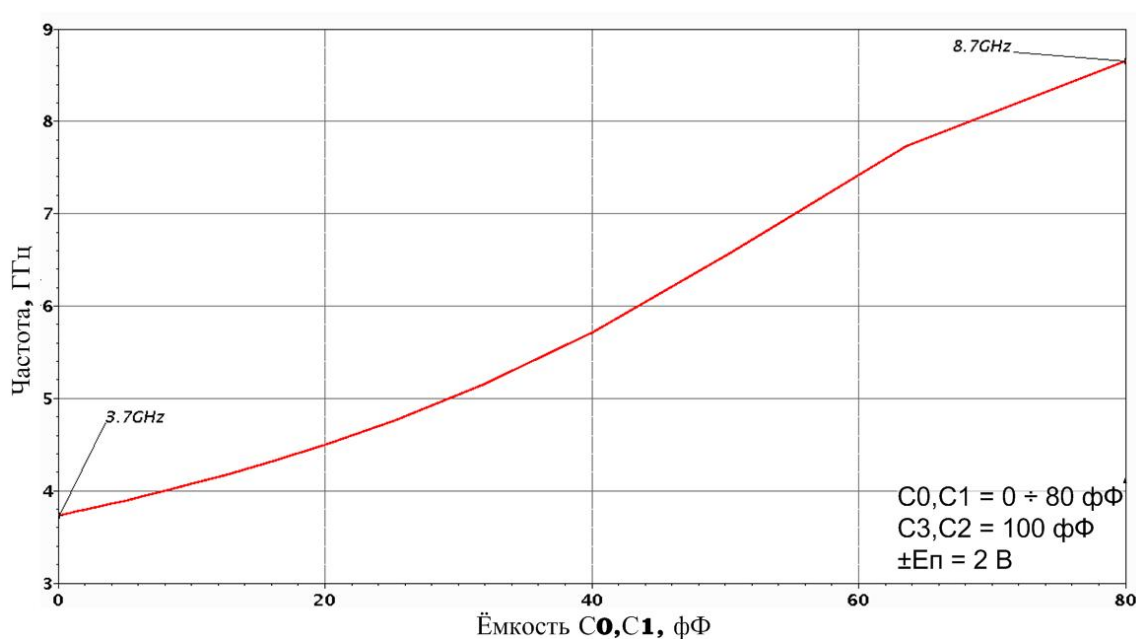


Рис. 2.86. Зависимость верхней граничной частоты  $f_v$  (по уровню – 3дБ) ОУ от ёмкости корректирующих конденсаторов

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

**ОУ с местной отрицательной обратной связью для дифференциального сигнала.** Как отмечалось выше, существенный недостаток классического ОУ с местной отрицательной обратной связью во входном каскаде (рис. 2.87) состоит в том, что он имеет недостаточно широкий диапазон рабочих частот. Это обусловлено постоянными времени ( $\tau_1, \tau_2$ ) в высокоимпедансных коллекторных цепях входных транзисторов VT1 и VT2:

$$\tau_1 \approx r_1 C_1, \quad (2.31)$$

$$\tau_2 \approx r_2 C_2, \quad (2.32)$$

где  $r_1, r_2$  — эквивалентные проводимости в коллекторных цепях входных транзисторов VT1 и VT2;  $C_1, C_2$  — эквивалентные ёмкости, обусловленные паразитными ёмкостями на подложку элементов схемы VT1, VT2,  $I_1, I_2$ .

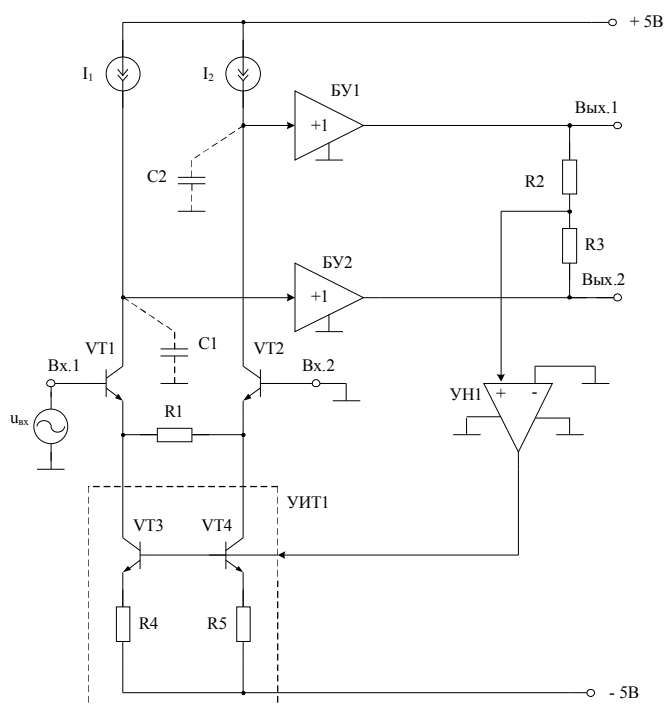


Рис. 2.87. Схема классического ОУ с местной ООС во входном каскаде

На рисунке 2.88 представлена схема ОУ с цепями взаимной компенсации паразитных ёмкостей [37]. В нём созданы условия, при которых обеспечивается повышение верхней граничной частоты  $f_v$  (по уровню — 3дБ).

Управляемый источник тока УИТ1 реализован в схеме рисунка 2.88 на базе транзисторов VT3, VT4 и резисторов R4, R5.



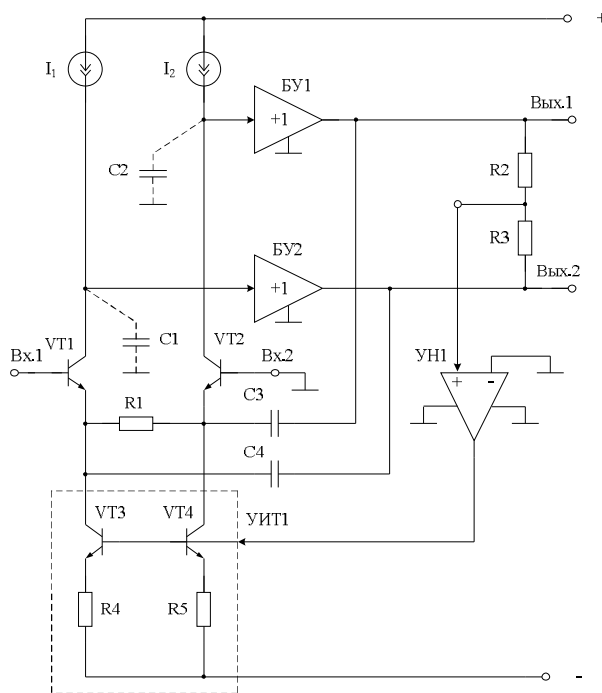


Рис. 2.88. Схема ОУ с цепями взаимной компенсации паразитных ёмкостей

Статический режим по току транзисторов предлагаемого ДУ рисунка 2.88 устанавливается цепью отрицательной обратной связи и токостабилизирующими двухполюсниками  $I_1$  и  $I_2$ . Причём коллекторные ( $I_{кi}$ ) токи транзисторов схемы:

$$I_{к1} = I_{к2} = I_1 = I_2 = I_0, \quad (2.33)$$

$$I_{к3} = I_{к4} \approx I_0,$$

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

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

$$U_{вых.1} \approx U_{вых.2} \approx 0. \quad (2.34)$$

В предлагаемом ОУ за счёт введения корректирующих конденсаторов  $C_3$  и  $C_4$  почти на порядок расширяется диапазон рабочих частот (рис. 2.90) – верхняя граничная частота  $f_v$  увеличивается от 1,1 до 8,5 мГц. Данный эффект объясняется взаимной компенсацией паразитной ёмкости на подложку  $C_1$  ( $C_2$ ) ёмкостью корректирующего конденсатора  $C_3$  ( $C_4$ ). При этом эффективные ёмкости  $C_{1.эф}$ ,  $C_{2.эф}$ , при  $R_2 \gg r_{91} = r_{92}$  уменьшаются до величины:

$$C_{1.э.} = C_1 \left( 1 - \alpha_1 \frac{C_4}{C_1} \right), \quad (2.35)$$

$$C_{2.э.} = C_2 \left( 1 - \alpha_2 \frac{C_3}{C_2} \right), \quad (2.36)$$

где  $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0,9 \div 0,99$  – коэффициент усиления по току эмиттера транзисторов VT1 и VT2 при токах эмиттера  $(1 \div 0,25)$  мА;  $r_{e1} = r_{e2} = 25 \div 100$  Ом – сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT1 и VT2.

В результате эквивалентные постоянные времени в высокоимпедансных узлах (коллекторах транзисторов VT1 и VT2) уменьшаются, что повышает почти на порядок верхнюю граничную частоту  $f_B$  ОУ (рис. 2.90).

На рисунке 2.89 приведена схема ОУ рисунка 2.88 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

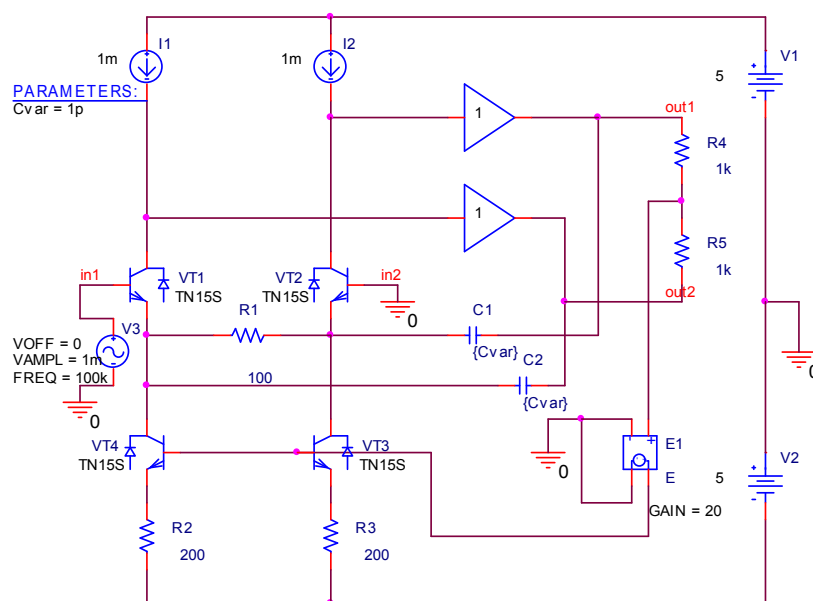


Рис. 2.89. Схема ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рисунке 2.90 представлена частотная зависимость коэффициента усиления ( $K_u$ ) ОУ рисунка 2.89 при различных значениях ёмкостей конденсаторов  $C_1 = C_2 = C_{var}$ , соответствующих элементам C3 и C4 в схеме рисунка 2.88.

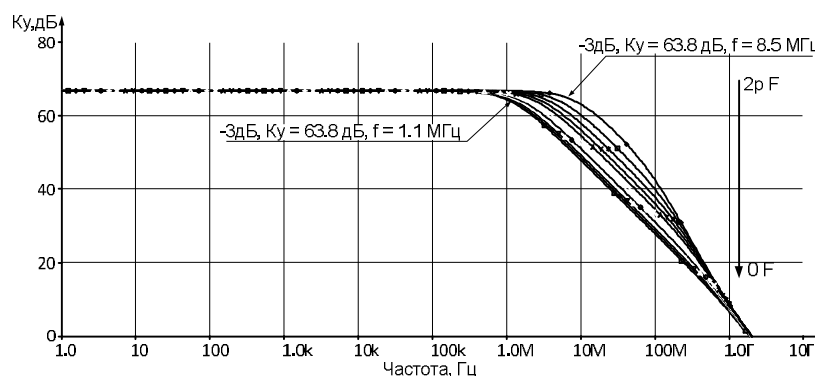


Рис. 2.90. Частотная зависимость коэффициента усиления ОУ при различных значениях ёмкостей конденсаторов  $C_1 = C_2 = C_{var}$

На рисунке 2.91 показана зависимость выходных напряжений ОУ рисунка 2.89 при входном сигнале  $in1 = 100$  мкВ на частоте 1 МГц и значениях  $C1 = C2 = 1$  пФ.

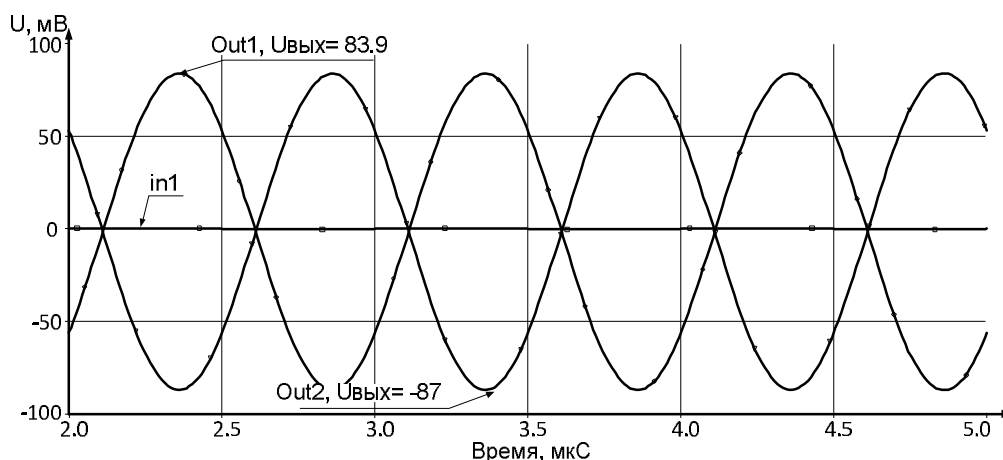


Рис. 2.91. Зависимость выходных напряжений ОУ при входном сигнале  $in1 = 100$  мкВ на частоте 1 МГц и значениях  $C1 = C2 = 1$  пФ

Результаты компьютерного моделирования схемы рисунка 2.89 показывают, что на основе ОУ (рис. 2.88) могут быть построены активные RC-фильтры ВЧ- и СВЧ-диапазонов.

#### 2.4. Малошумящие стабилизаторы напряжения для IP-модулей и СФ-блоков активных RC-фильтров ВЧ- и СВЧ-диапазона

Одна из проблем построения высококачественных устройств частотной селекции состоит в минимизации всех видов шумов и наводок в достаточно широком диапазоне частот. Значительный вклад в коэффициент шума активных RC-фильтров вносит источник питания, выполняемый, как правило, в виде непрерывного стабилизатора напряжения.

Существенный недостаток классического СН рисунка 2.92 состоит в том, что для уменьшения уровня выходных шумов в его схеме приходится применять конденсаторы большой ёмкости, шунтирующие низкоомный выход СН и его низкоомную нагрузку.

Ниже рассматривается стабилизатор напряжения с малым уровнем шумов, который может быть использован в структуре СФ-блоков активных RC-фильтров различных систем на кристалле, не допускающих применение конденсаторов большой ёмкости.

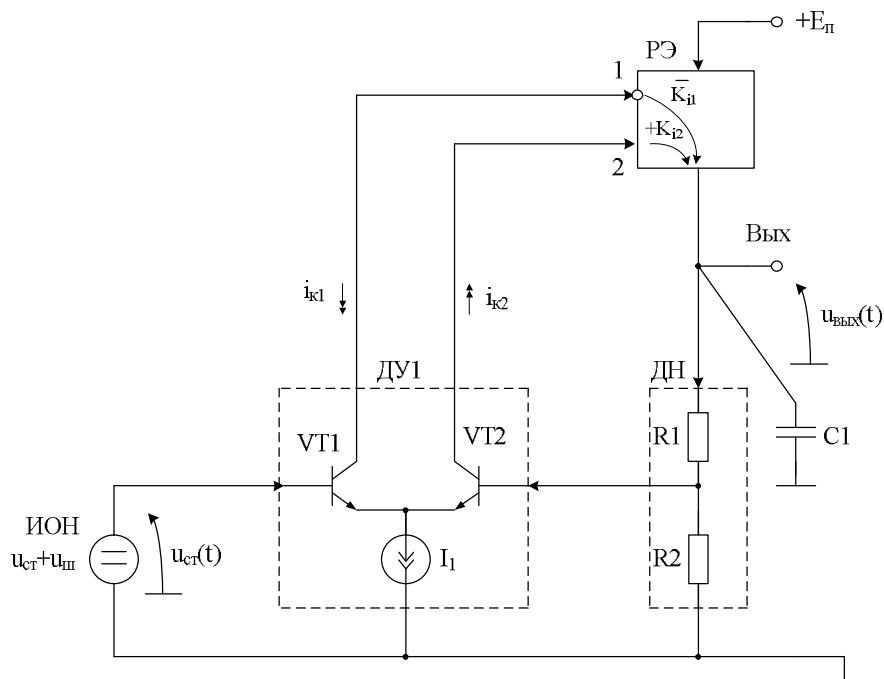


Рис. 2.92. Схема классического стабилизатора напряжения

На рисунке 2.93 представлена модифицированная схема стабилизатора напряжения [38]. Решаемая им задача – уменьшение уровня выходных шумов СН при сравнительно малых значениях ёмкости корректирующих конденсаторов, что позволяет размещать СН на подложке СнК.

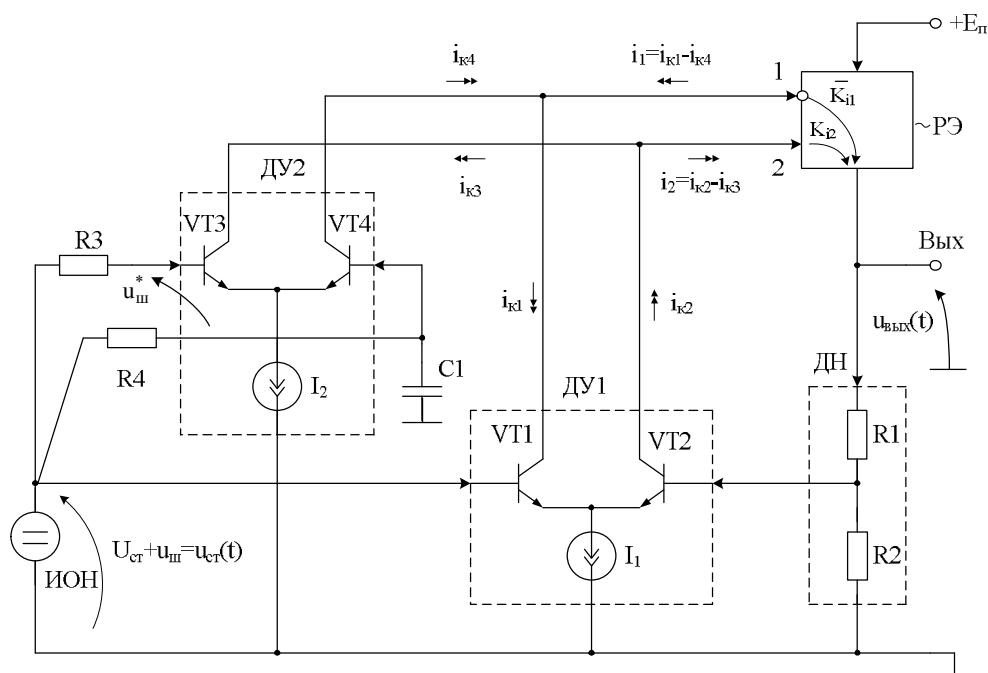


Рис. 2.93. Схема стабилизатора напряжения с малым уровнем шумов

Источник опорного напряжения ИОН в СН рисунка 2.92, реализуемый, например, по классическим схемам Видлара или в виде традиционного стабилизатора, имеет две составляющие опорного напряжения

$$U_{\text{ст}}(t) = U_{\text{ст}} + u_{\text{ш}},$$

где  $U_{\text{ст}}$  – постоянная составляющая напряжения на источнике опорного напряжения ИОН;  $u_{\text{ш}} \ll U_{\text{ст}}$  – некоторое переменное напряжение, связанное с наличием шумов, различных помех, наводок и т.п. на источнике опорного напряжения ИОН.

В классическом стабилизаторе рисунка 2.92 выходное напряжение  $u_{\text{вых}}(t)$  связано с напряжением  $U_{\text{ст}}(t)$  на источнике опорного напряжения известным соотношением

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{U_{\text{ст}}(t) \cdot \beta_{\text{ос}}^{-1}}{1 + \frac{1}{T}}, \quad (2.37)$$

где  $\beta_{\text{ос}}^{-1} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$  – коэффициент передачи резистивного делителя напряжения ДН;  $T$  – петлевое усиление стабилизатора.

Причём

$$T = \frac{R_{\text{н.экв}}(K_{i1} + K_{i2})}{h_{11.1} + h_{11.2}} \beta_{\text{ос}}, \quad (2.38)$$

где  $R_{\text{н.экв}}$  – эквивалентное сопротивление цепи нагрузки на выходе (Вых.);  $K_{i1}$ ,  $K_{i2}$  – коэффициенты передачи по току регулирующего элемента РЭ по первому инвертирующему и второму неинвертирующему входам;  $h_{11.1} = h_{11.2}$  –  $h$ -параметры транзисторов VT1 и VT2 в схеме с общей базой ( $h_{11.1} = h_{11.2} = 20 \div 50 \text{ Ом}$ ).

Если  $T \gg 1$ , что обеспечивается  $K_{i1} \gg 1$ ,  $K_{i2} \gg 1$ , то

$$u_{\text{вых}}(t) \approx U_{\text{ст}}(t) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (2.39)$$

Следовательно, в первом приближении переменная (шумовая) составляющая выходного напряжения СН рисунка 2.92 в  $N_1$ -раз больше, чем напряжение шумов  $u_{\text{ш}}$  источника опорного напряжения ИОН, где

$$N_1 = 1 + \frac{R_1}{R_2} \geq 1. \quad (2.40)$$

Для уменьшения напряжения шумов на выходе СН рис. 2.92, как правило, вводится корректирующая ёмкость  $C_1$ , эквивалентная постоянная времени которой

$$\tau_1 \approx C_1 \frac{R_{\text{н.экв}}}{1 + T}, \quad (2.41)$$

где  $C_1$  – ёмкость конденсатора  $C_1$ .

Как следует из (2.41), для получения больших значений  $\tau_1$ , т.е. эффективного подавления низкочастотных помех и шумов, приходится выбирать достаточно большие значения ёмкости конденсатора  $C_1$ , так как  $R_{н.экв}(1+T)^{-1} \rightarrow 0$ . Во многих случаях это неприемлемо, так как из-за существенных геометрических размеров конденсатора  $C_1$  он не всегда может располагаться на подложке «системы на кристалле» и/или «системы в корпусе». От данного недостатка в значительной мере свободна предлагаемая схема СН рисунка 2.93.

Будем считать, что постоянная времени конденсатора  $C_1$  в схеме рисунка 2.93 выбрана такой, что в анализируемом частотном диапазоне шумов (помех, наводок) напряжение  $u_{ш}^*$  между входами дополнительного дифференциального усилителя ДУ2 равно напряжению шумов  $u_{ш}$  между входами дифференциального усилителя сигнала рассогласования ДУ1, т.е.  $u_{ш}^* \approx u_{ш}$ , что легко реализовать на практике. В этом случае входные токи  $i_1$  и  $i_2$  управляющих входов 1 и 2 регулирующего элемента РЭ

$$i_1 = i_{к1} - i_{к4}, \quad (2.42)$$

$$i_2 = i_{к2} - i_{к3}, \quad (2.43)$$

где

$$i_{к1} = i_{к2} = \frac{u_{ш}}{h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (2.44)$$

$$i_{к3} = i_{к4} = \frac{u_{ш}^*}{h_{11.3} + h_{11.4}}. \quad (2.45)$$

Если обеспечить равенства  $h_{11.1} = h_{11.2} = h_{11.3} = h_{11.4}$ , то на входах 1 и 2 и, следовательно, на выходе (Вых.) СН будет отсутствовать переменное напряжение шума, связанное с шумом источника опорного напряжения ИОН. В то же время для постоянной составляющей выходного напряжения СН справедливо уравнение

$$U_{вых} = U_{ст} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right), \quad (2.46)$$

т.к. дополнительный усилитель ДУ2 не влияет на работу схемы в статическом режиме.

Таким образом, в схеме рисунка 2.93 обеспечивается подавление переменных шумов, помех и наводок, присутствующих в выходном напряжении опорного источника ИОН. При этом диапазон частот, в котором это подавление обеспечивается, зависит от численных значений постоянной времени  $\tau_1 = R_4 C_1$ . Учитывая, что резистор  $R_4$  может иметь значения сопротивлений в единицы-десятки кОм, можно сделать вывод о том, что

численные значения ёмкости конденсатора C1, обеспечивающего эффективное подавление шумов  $u_{ш}$  в заданном диапазоне частот, в предлагаемой схеме в  $N_c$ -раз меньше, чем в классическом СН, где

$$N_c = \frac{R_4}{R_{H.ЭKB}} T \gg 1. \quad (2.47)$$

Следовательно, при одинаковых значениях ёмкости конденсатора C1 в схемах рисунков 2.92 и 2.93 предлагаемый СН обеспечивает более эффективное подавление шумов ИОН.

Данные выводы подтверждаются результатами компьютерного моделирования, представленными на рисунках 2.95–2.99.

На рисунке 2.94 представлена схема модифицированного СН в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях интегральных транзисторов с проектными нормами 0,6 мкм БиКМОП техпроцесса XВ06 фирмы «X-Fab».

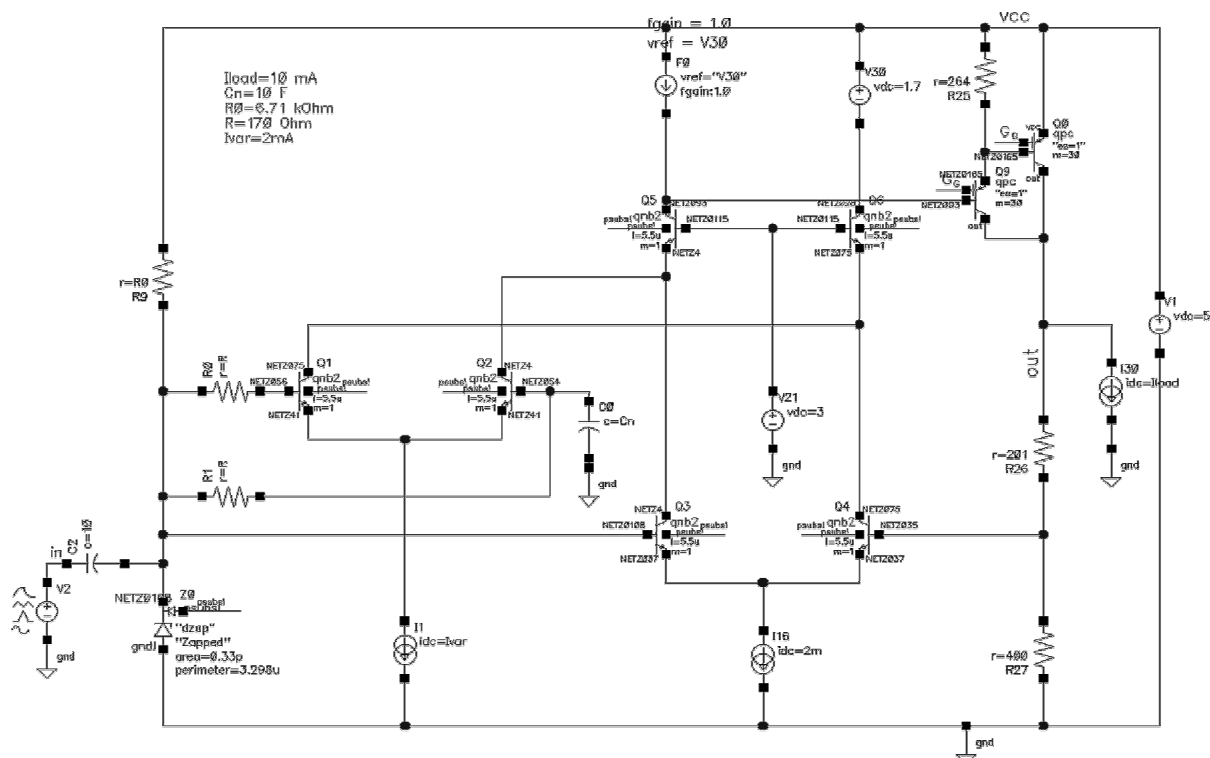


Рис. 2.94. Схема модифицированного СН  
в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 2.95 показана зависимость выходного напряжения стабилизатора рисунка 2.94 от тока нагрузки.

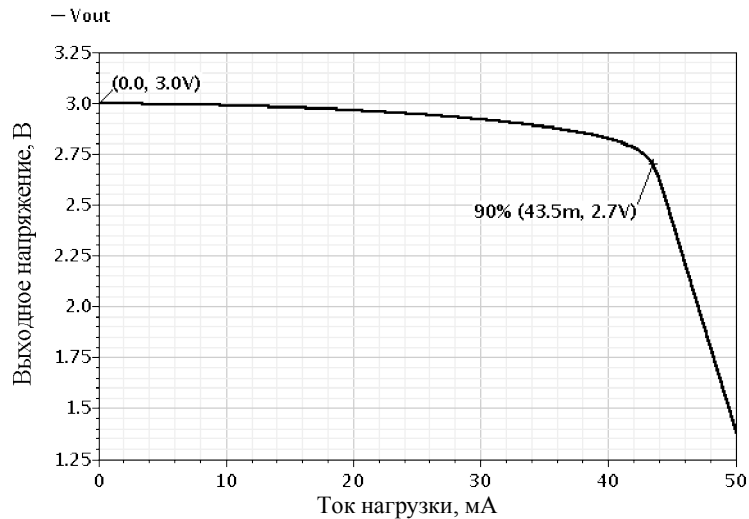


Рис. 2.95. Зависимость выходного напряжения стабилизатора от тока нагрузки

На рисунке 2.96 приведена зависимость коэффициента передачи шума от источника опорного напряжения ИОН к выходу СН при значениях ёмкости корректирующего конденсатора  $C(C0)$ , изменяющегося в пределах от 500 пФ до 100 мкФ. Из этого чертежа следует, что при увеличении ёмкости корректирующего конденсатора  $C(C0)$  расширяется в сторону низких частот диапазон ослабления шумов источника опорного напряжения. Так, при  $C(C0)=100$  мкФ можно наблюдать ослабление шумов больше в четыре раза в диапазоне от 10 Гц до 10 МГц.

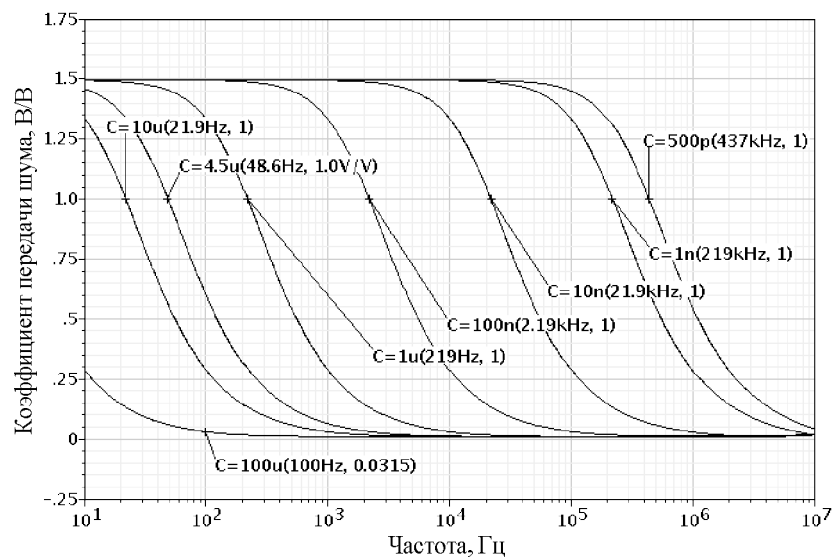


Рис. 2.96. Зависимость коэффициента передачи шума от источника опорного напряжения к выходу СН при значениях ёмкости корректирующего конденсатора  $C(C0)$ , изменяющегося в пределах от 500 пФ до 100 мкФ



На рисунке 2.97 представлена зависимость выходного и входного шума (или помехи) от частоты при ёмкости корректирующего конденсатора  $C(C0)=4,5$  мкФ в СН рисунка 2.94. На частоте 50 Гц выходной шум равен входному, а выше по частоте он начинает уменьшаться, достигая значения шума в 1,66 раза меньше, чем входной шум на частоте 100 Гц и 76,6 раза на частоте 10 кГц.

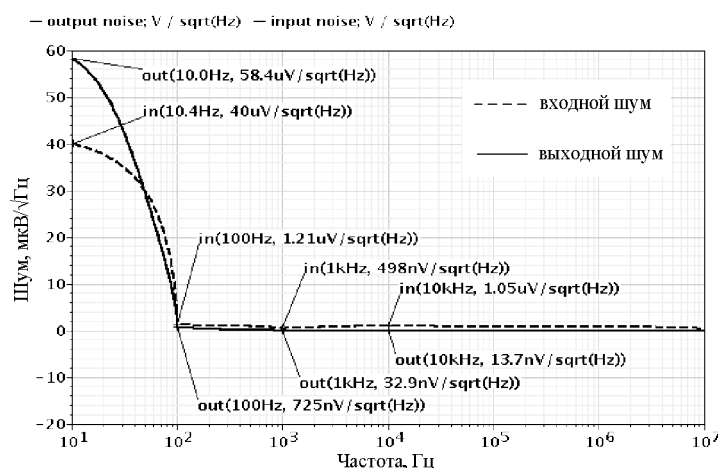


Рис. 2.97. Частотная зависимость выходного и входного шума (или помехи) при ёмкости корректирующего конденсатора  $C(C0)=4,5$  мкФ

На рисунке 2.98 показана зависимость коэффициента передачи шума СН рисунка 2.94 при ёмкости корректирующего конденсатора  $C(C0)=4,5$  мкФ, при которой допускается размещение этого конденсатора на подложке ряда «систем на кристалле». На графике видно, что с увеличением частоты выходной шум уменьшается и достигает значения в 1,67 раза меньше входного шума источника опорного напряжения на частоте 100 Гц и 76,9 раз меньше на частоте 10 кГц.

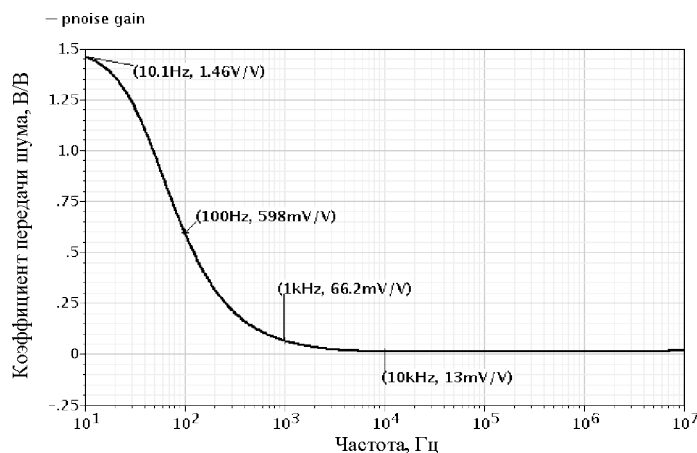


Рис. 2.98. Частотная зависимость коэффициента передачи шума СН при ёмкости корректирующего конденсатора  $C(C0)=4,5$  мкФ

На рисунке 2.99 приведена зависимость коэффициента передачи шума СН рисунка 2.94 от источника опорного напряжения ИОН к выходу СН при сопротивлениях резисторов  $R_0$ ,  $R_1$  в базах транзисторов  $Q_1$ ,  $Q_2$ , изменяющихся от 500 Ом до 20 кОм. Из графика видно, что минимум коэффициента передачи шума в диапазоне от 100 Гц до 10 МГц достигается при значении  $R_0=R_1=1$  кОм, а в диапазоне от 10 Гц до 100 Гц приходится на  $R_0=R_1=5$  кОм, что позволяет достигать меньших значений выходного шума в нижнем диапазоне частот при одинаковой ёмкости корректирующего конденсатора. При этом коэффициент передачи шума в верхнем диапазоне частот увеличивается, но остаётся меньше единицы.

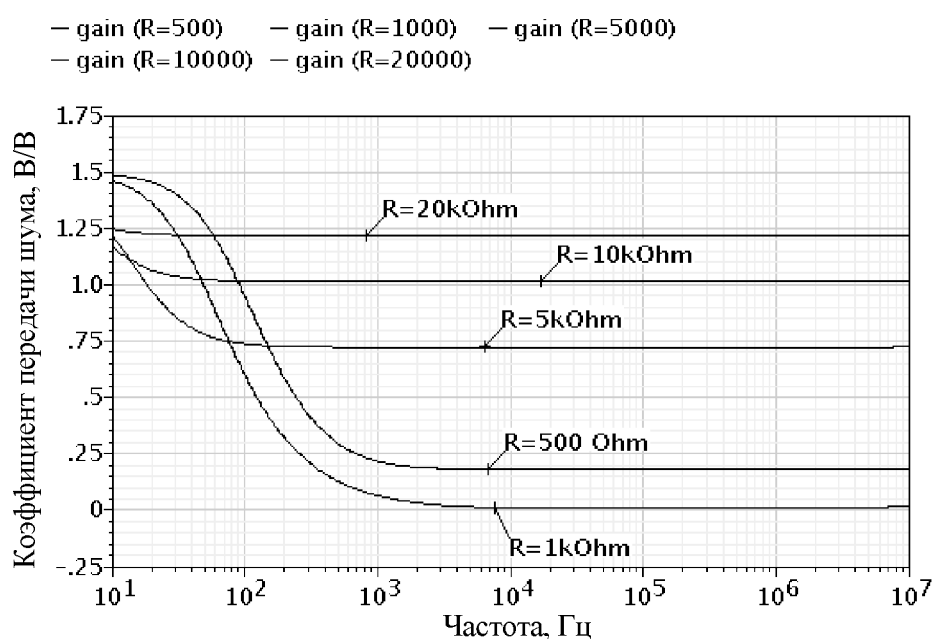


Рис. 2.99. Зависимость коэффициента передачи шума СН от источника опорного напряжения ИОН к выходу СН при сопротивлениях резисторов  $R_0$ ,  $R_1$  в базах транзисторов  $Q_1$ ,  $Q_2$ , изменяющихся от 500 Ом до 20 кОм

Таким образом, предлагаемый стабилизатор напряжения имеет малый уровень выходных шумов при сравнительно небольших значениях ёмкости корректирующего конденсатора, который может быть реализован в виде интегрального элемента «системы на кристалле» и/или «системы в корпусе».

## 2.5. Выводы

1. В современной микроэлектронике широко применяются так называемые усилители тока Гильберта (УТ). Их основное достоинство – широкий диапазон рабочих частот и наиболее полное использование высокочастотных свойств применяемых транзисторов. Такие усилители являются базовым функциональным узлом многих СВЧ-изделий.

2. Показано, что существенный недостаток классического УТ Гильберта состоит в том, что он неработоспособен при напряжениях отрицательного питания  $E_{\pi}^{(-)} \leq 2,1\text{В}$ . Это не позволяет использовать данную архитектуру в схемах с  $E_{\pi}^{(-)} = 1,5\text{В}$ , а также при её изготовлении по СВЧ SiGe-технологиям с малыми топологическими нормами, которые не допускают работу транзисторов при  $E_{\pi}^{(-)} > 1,5\text{В}$ .

3. Рассмотрены новые методы построения УТ Гильберта при малых напряжениях питания [27, 28]. При этом исследованы следующие архитектуры:

- широкополосные усилители тока с цепью смещения входных потенциалов [27];
- усилители тока с параллельным каналом преобразования сигнала [28];
- усилитель тока Гильберта с повышенным коэффициентом передачи по току.

Решаемая данными усилителями тока задача – снижение допустимого напряжения питания до 1,5 В при сохранении на достаточно высоком уровне основных динамических параметров.

4. Построены семейства основных характеристик, позволяющие обеспечить сравнение базовых параметров классической схемы усилителя тока Гильберта и её новых модификаций.

5. В связи с особой актуальностью развития элементной базы для СВЧ-диапазона существенный интерес представляет поиск новых и перспективных архитектур СВЧ-усилителей тока, являющихся альтернативой широко распространённой ячейки Гильберта.

6. Рассмотрены методы построения СВЧ-усилителей на базе токовых зеркал, а также широкополосные каскады [29, 30], реализуемые на их основе, в т.ч. усилитель переменного тока с противофазными токовыми выходами [29], а также методы каскадирования СВЧ-усилителей тока [30].

Так, рассмотренный в [29] усилитель тока имеет два противофазных токовых выхода, согласованных с шиной положительного источника питания, и, кроме этого, характеризуется свойствами резонансного усилителя. Данные свойства УТ позволяют реализовать на его основе аналоговые смесители сигналов на основе ячеек Гильберта, а также сформировать резонансную амплитудно-частотную характеристику коэффициентов передачи по току при сравнительно малом энергопотреблении и высоких значениях коэффициента усиления. Выполненные исследования показывают, что при малых значениях корректирующих конденсаторов ( $1 \div 10$  пФ) предлагаемые усилители выполняют функции избирательного усилителя как для основного инвертирующего, так и для основного неинвертирующего выходов.

Показано, что предлагаемые архитектуры имеют достаточно высокую идентичность передачи входного токового сигнала на противофазные выходы до частот 10–15 ГГц. Причём за счёт выбора ёмкости корректирующего конденсатора у них реализуется резонансный вид амплитудно-частотной характеристики.

Рассмотренные архитектуры многокаскадного усилителя переменного тока имеют низкие значения потребляемого статического тока, что позволяет использовать УТ для построения как широкополосных, так и избирательных устройств с малым энергопотреблением.