

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, Н.В. Ковбасюк, П.С. Будяков

УСИЛИТЕЛИ ТОКА ВЧ- И СВЧ-ДИАПАЗОНОВ

Учебно-методическое пособие
для студентов, обучающихся по специальностям
210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы»,
210302.65 «Радиотехника»,
210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура»,
направлениям подготовки бакалавров 210400.62 «Радиотехника»,
210400.62 «Телекоммуникации»,
210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»



ШАХТЫ
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»
2013

УДК 621.3.049.77(07)
ББК 32.844.1я73
П804

*Рекомендовано к внутривузовскому изданию
редакционно-издательским советом ЮРГУЭС*

Рецензенты:

д.т.н., профессор **Н.И. Чернов**
к.т.н., доцент **В.Г. Манжула**

Прокопенко, Н.Н.

П804 Усилители тока ВЧ- и СВЧ-диапазонов : учебно-методическое пособие для студентов, обучающихся по специальностям 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы», 210302.65 «Радиотехника», 210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», направлениям подготовки бакалавров 210400.62 «Радиотехника», 210400.62 «Телекоммуникации», 210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк, П.С. Будяков. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2013. – 42 с.

Рассматриваются основные модификации СВЧ-усилителей тока, в том числе схемы Гильберта, работающие при малых напряжениях питания.

Пособие предназначено для курсового, дипломного проектирования и самостоятельной работы студентов, а также магистрантов и аспирантов, занимающихся разработкой электронной компонентной базы, устройств автоматики и вычислительной техники в рамках диссертационных исследований.

УДК 621.3.049.77(07)
ББК 32.844.1я73

Учебно-методическое пособие разработано в рамках государственного задания Минобрнауки РФ на НИР № 8.3383.2011 (ЮРГУЭС-02.12.ГЗ) «Теоретические основы проектирования нового поколения СФ-блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе радиационно-стойких технологий (SiGe, АБМК_1_3/4 и др.)», выполняемой в 2012–2014 гг.

Режим доступа к электронной копии печатного издания: <http://www.libdb.sssu.ru>

© Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Будяков П.С., 2013
© ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса», 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
1. Широкополосные усилители Гильберта с малым напряжением питания.....	6
2. Усилители Гильберта с параллельным каналом преобразования сигнала	9
3. Каскодный усилитель тока Гильберта.....	14
4. Методы построения СВЧ-усилителей на базе токовых зеркал.....	20
4.1. Усилитель переменного тока с противофазными токовыми выходами	20
4.2. Методы каскадирования усилителей тока	30
Заключение	39
Библиографический список.....	41

ВВЕДЕНИЕ

Создание смешанных систем на кристалле или корпусе для современной аппаратуры связи требует разработки полного комплекта сложнофункциональных (СФ) блоков для технологий, ориентированных на аналоговую и цифровую электронику. Наиболее перспективной для этих задач является кремний-германиевая (SiGe) технология, обеспечивающая наряду с цифровыми КМОП опциями реализацию КМОП и СВЧ-транзисторов с гетеропереходом. Возникающие при её применении проблемы схемотехнического характера обусловлены в первую очередь либо отсутствием комплементарных (n-p-n, p-n-p) транзисторов, либо недостаточно высокими качественными показателями p-n-p транзисторов.

Выработка рекомендаций инженерного характера по использованию этого БиКМОП базиса связана не только с сопоставлением ставших уже традиционными схемотехнических решений отдельных узлов, устройств и СФ-блоков, но и с исследованиями, направленными на разработку новых методов и инженерных методик оптимального схемотехнического проектирования, учитывающими оговорённые технологические факторы. Учитывая широкую номенклатуру функциональных устройств систем связи, к таким исследованиям в первую очередь необходимо отнести следующее.

Во-первых, повышение интегральных качественных показателей широкого класса линейных КМОП устройств, приближение их характеристик к функциональным аналогам на биполярных транзисторах существенно повлияют на возможность системной интеграции собственно СнК и расширит номенклатуру соответствующих СФ-блоков. Новые структуры КМОП узлов позволяют существенно дополнить и развить схемотехнику СФ-блоков в БиКМОП базисе и уже поэтому расширить область практического применения наиболее дешёвого техпроцесса SGB25VD без p-n-p SiGe транзисторов.

Во-вторых, необходимо более глубокое исследование схемотехнических возможностей традиционных комплементарных структур СВЧ операционных преобразователей и классических усилителей, направленных на уменьшение требований к напряжению питания, потребляемому току, создание новых, в частности парафазных, схем, повышающих помехозащищённость смешанных СнК. Такие результаты непосредственно не только влияют на схемотехнику СВЧ СФ-блоков, но и увеличивают предельный уровень интеграции микроэлектронных систем средств радиосвязи.

Наконец, и это самое главное, указанные исследования должны завершаться разработкой инженерных методик и рекомендаций, связанных с общей проблемой интеграции новых схемотехнических принципов при проектировании конкретных устройств и СФ-блоков для смешанных микроэлектронных систем различного функционального назначения.

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

Анализ учебной и научной литературы в области аналоговых микросхем показывает, что схемотехника усилителей тока развита недостаточно, а публикации имеют фрагментарный характер. В отличие от пособий, рассматривающих усилители напряжения, практически отсутствуют обобщающие учебно-методические пособия, исследующие усилители 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. В связи с особой актуальностью развития элементной базы для СВЧ-диапазона представляют существенный интерес изучение методов их построения при малых напряжениях питания, а также анализ перспективных архитектур усилителей, являющихся альтернативой широко распространённой ячейки Гильберта.

Ниже рассматривается схемотехника усилителей токовых сигналов, что в ряде случаев позволяет повысить точность, помехоустойчивость и расширить частотный диапазон аналоговых микросхем.

1. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ГИЛЬБЕРТА С МАЛЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ

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

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

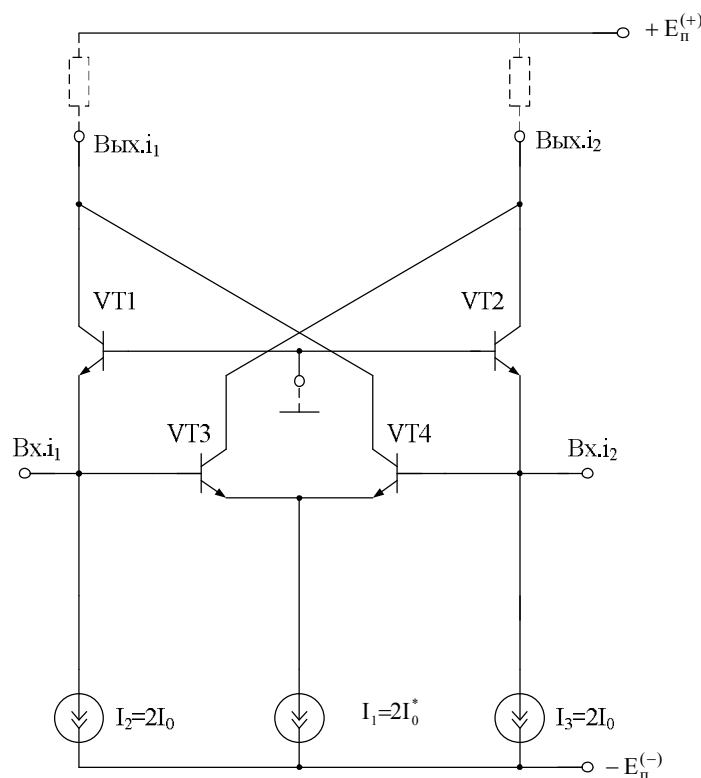


Рис. 1. Схема классического ШУ Гильберта

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 $E_{\pi}^{(-)} > 1,5 \text{ В}$.

Модифицированная схема ШУ Гильберта показана на рис. 2. Решаемая им задача – снижение допустимого напряжения питания до 1,5 В при сохранении всех основных динамических показателей.

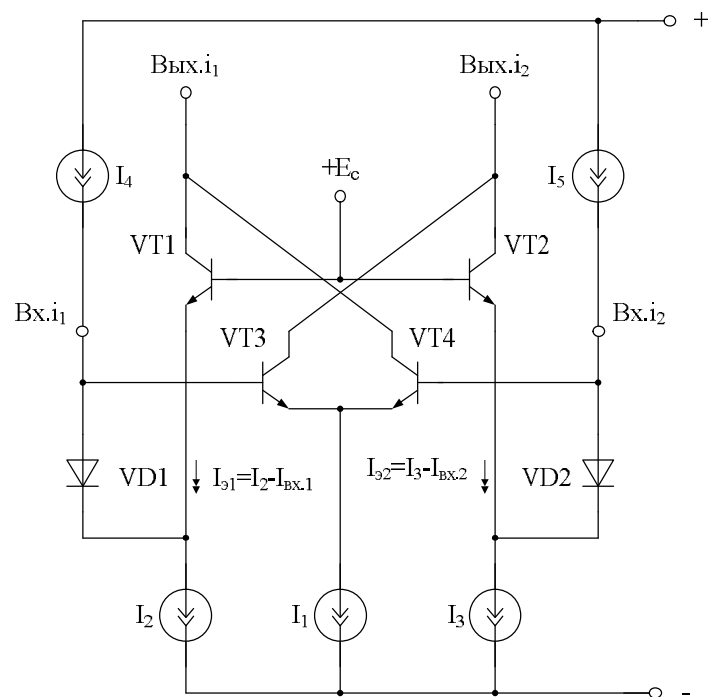


Рис. 2. Схема низковольтного ШУ

В схеме на рис. 3 дополнительные токостабилизирующие двух-полюсники R1 и R2 включены между базами вспомогательных транзисторов VT5, VT6 и общей шиной источника питания.

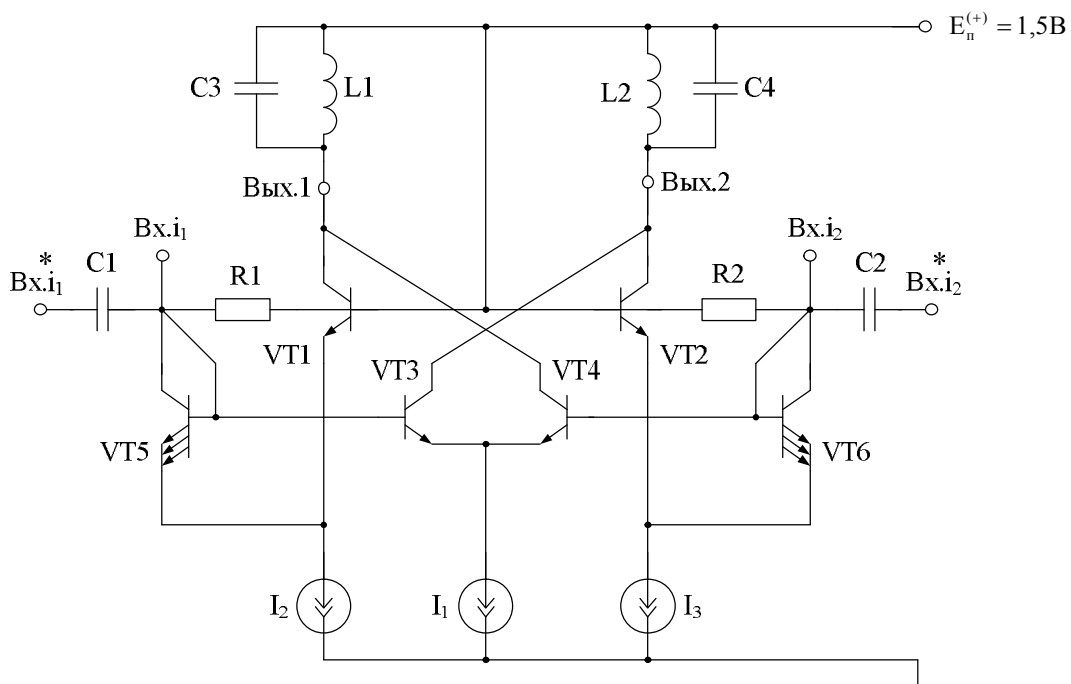


Рис. 3. Схема модифицированного ШУ

В классическом ШУ рис. 1 при его практической реализации минимальное напряжение питания $E_{п.min}^{(+)}$ определяется тремя p-n переходами, поэтому $E_{п.min}^{(+)} \geq 2,1 \text{ В}$.

Статический режим транзисторов схемы ШУ (рис. 3) устанавливается двухполюсниками $I_1, I_2, I_3, R1, R2$. За счёт новых связей токо-стабилизирующие 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 рис. 3 (рис. 2) может иметь малое напряжение питания $E_{п}^{(+)} = 1,5 \text{ В}$.

На рис. 4 представлена схема ШУ (рис. 2) в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов, а на рис. 5 – зависимость его коэффициента усиления по току от частоты.

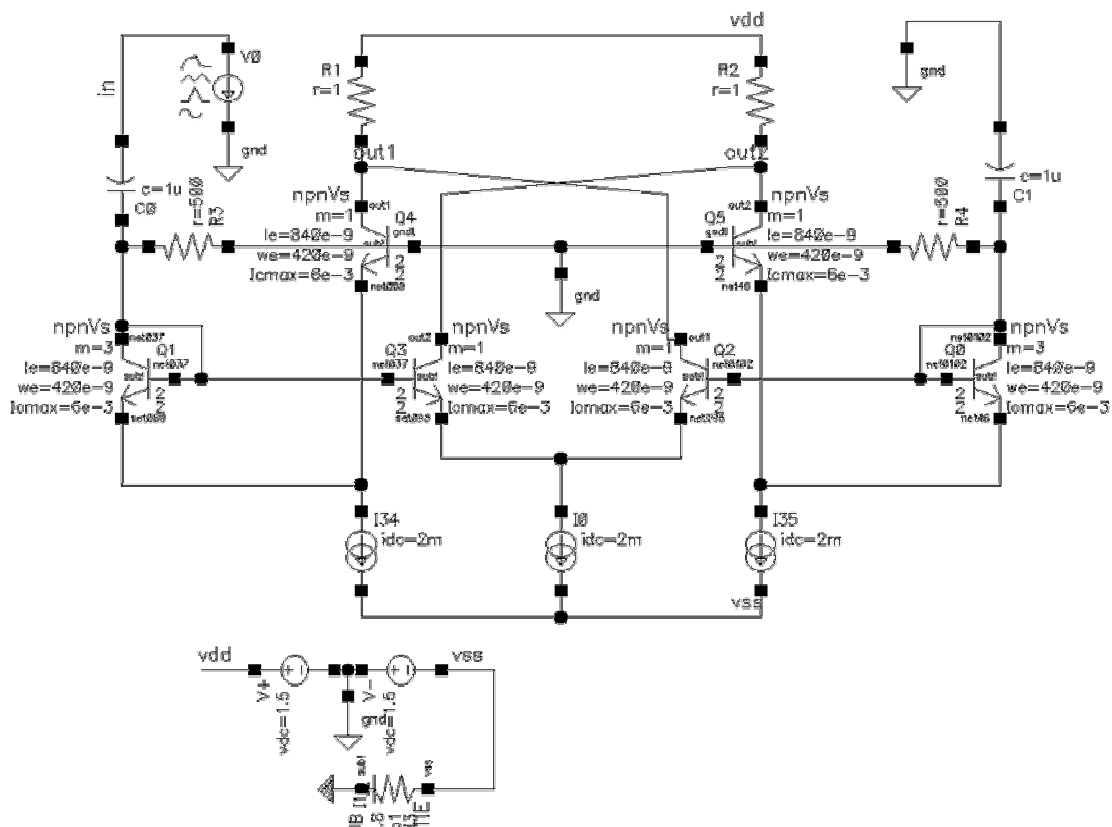


Рис. 4. Схема ШУ в среде компьютерного моделирования Cadence

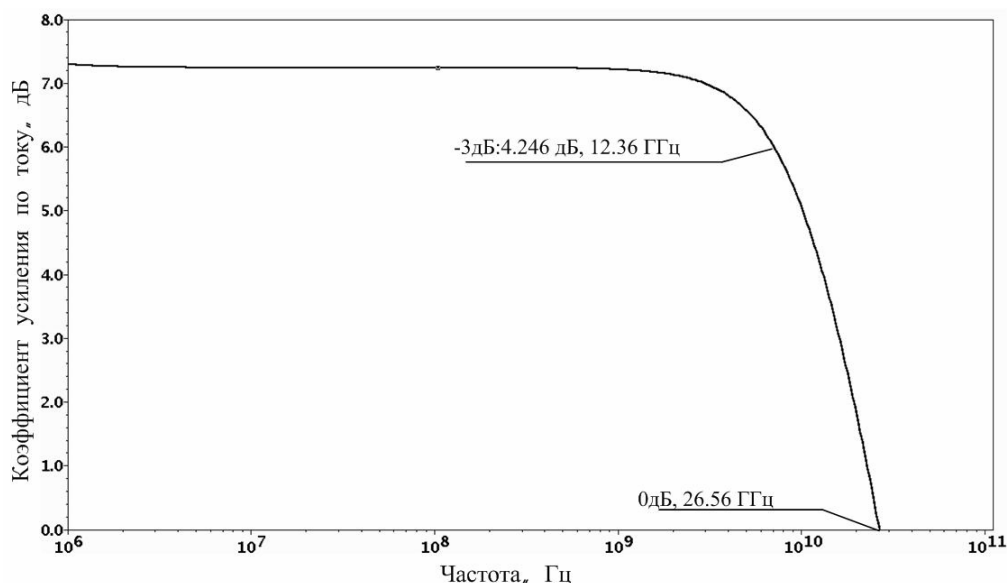


Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента усиления ШУ по току

На переменном токе ШУ (рис. 4) имеет такие же характеристики, что и классическое устройство: обеспечивает усиление сигналов до частоты 10–15 ГГц.

Таким образом, рассмотренный ШУ выполняет функции СВЧ-усилителя тока при напряжении питания $E_{\Pi}^{(-)} = 1,5 \text{ В}$.

2. УСИЛИТЕЛИ ГИЛЬБЕРТА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА

Основное достоинство усилителей тока Гильберта – широкий диапазон рабочих частот и наиболее полное использование высокочастотных свойств применяемых транзисторов. Такие усилители стали базовым функциональным узлом многих СВЧ-изделий.

Как уже отмечалось, существенный недостаток классического ШУ рис. 1 состоит в том, что он неработоспособен при напряжениях питания $E_{\Pi}^{(-)} \leq 2,1 \text{ В}$. Это не позволяет использовать данную архитектуру в электронных схемах с $E_{\Pi}^{(+)} = E_{\Pi}^{(-)} = 1,5 \text{ В}$, а также при их изготовлении по СВЧ SiGe-технологиям с малыми топологическими нормами, которые не допускают работу транзисторов при $E_{\Pi}^{(-)} = E_{\Pi}^{(+)} > 1,5 \text{ В}$.

Схема модифицированного усилителя показана на рис. 6. Решаемая им задача – снижение допустимого напряжения питания ШУ до 1,5 В при сохранении на достаточно высоком уровне основных динамических параметров.

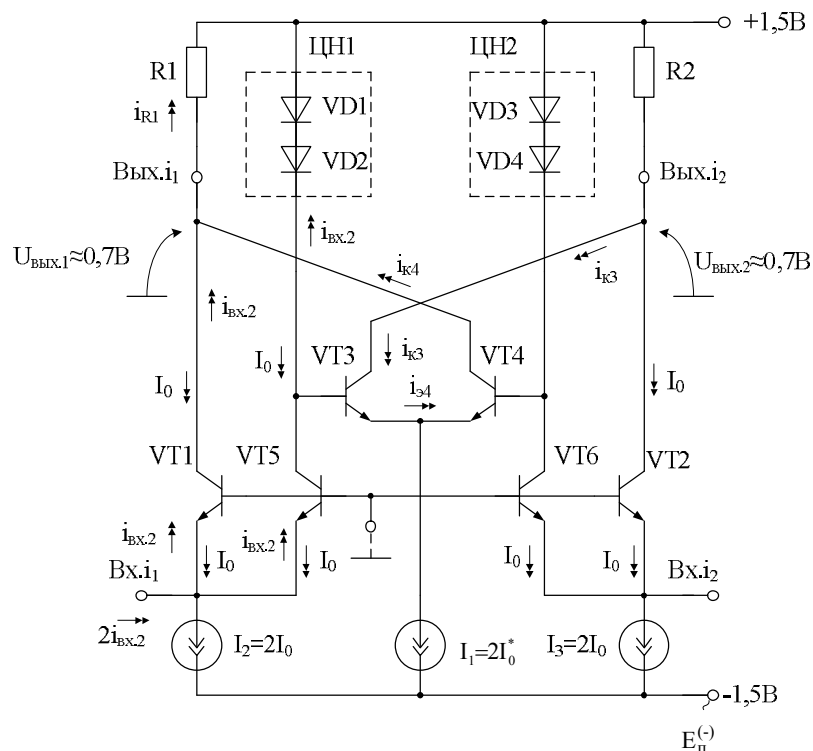


Рис. 6. Схема широкополосного усилителя тока с параллельным каналом

На рис. 6 цепи дополнительной нагрузки транзисторов ЦН1, ЦН2 выполнены в виде двух последовательно соединённых прямо-смещённых р-п переходов (VD1, VD2) и (VD3, VD4). В ряде случаев это могут быть резисторы.

В частном случае токовые выходы устройства Вых. i_1 и Вых. i_2 могут быть подключены к резисторам основной нагрузки R1 и R2, осуществляющим преобразование выходных токов в выходные напряжения.

При практической реализации токостабилизирующих двухполюсников классического ШУ рис. 1 его минимальное напряжение питания $E_{п.min}^{(-)}$ определяется тремя прямо-смещёнными р-п переходами (транзисторы VT1, VT3 и транзистор, на основе которого выполнен двухполюсник I_1) ($U_{кэ.min.1} \approx 0,7$ В, $U_{эб3} \approx U_{эб1} \approx 0,7$ В). Поэтому $E_{п.min}^{(-)} \geq 2,1$ В. Практически из-за особенностей SiGe-транзисторов в классическом ШУ $E_{п.min}^{(-)} \geq 2,4$ В.

Статический режим транзисторов схемы ШУ рис. 6 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 $U_{кэ.min}$, при котором их транзисторы не входят в насыщение ($U_{кэ.min} \approx 0,7 \text{ В}$). В результате схема рис. 6 может иметь малые отрицательные и положительные напряжения питания:

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

где $U_{эб.VD1} = U_{эб.VD2}$ – напряжения на р-п переходах VD1, VD2;

$U_{кэ.min.1} \approx 0,7$ – 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 ШУ рис. 6 работает аналогично ШУ рис. 1 и имеет практически такие же характеристики (рис. 9, 10), что и известное устройство: обеспечивает усиление сигналов до частоты $f_B = 43,4 \text{ ГГц}$.

Приращение входного тока $i_{BX} = 2i_{BX.2}$ модифицированного ШУ делится на две части. Первая составляющая i_{BX} 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. i_1) суммарное приращение тока:

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

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

В схеме ШУ (рис. 6) за счёт изменения отношения I_0^*/I_0 можно управлять величиной K_i .

На рис. 7 представлена схема классического ШУ (рис. 1) в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов, а на рис. 8 – схема модифицированного широкополосного усилителя тока рис. 6.

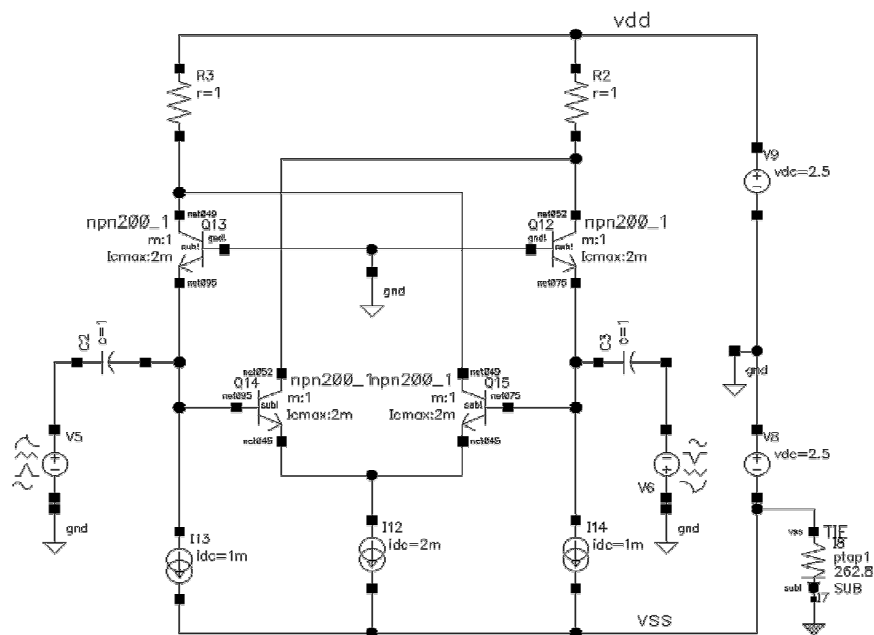


Рис. 7. Схема классического ШУ в среде компьютерного моделирования Cadence

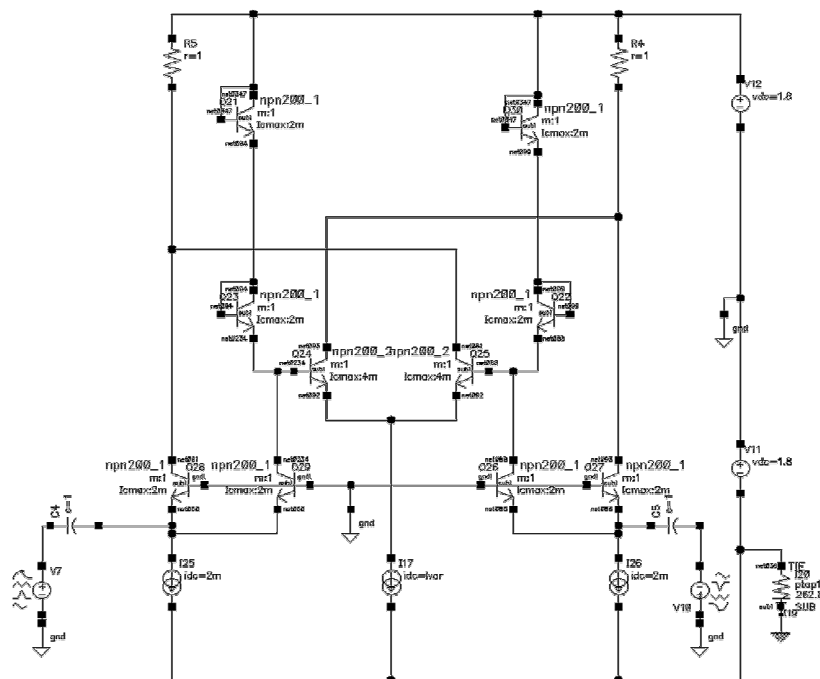


Рис. 8. Схема модифицированного широкополосного усилителя тока в среде компьютерного моделирования Cadence

На рис. 9 приведена зависимость коэффициента передачи по току K_i предлагаемого ШУ рис. 8 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. 6).

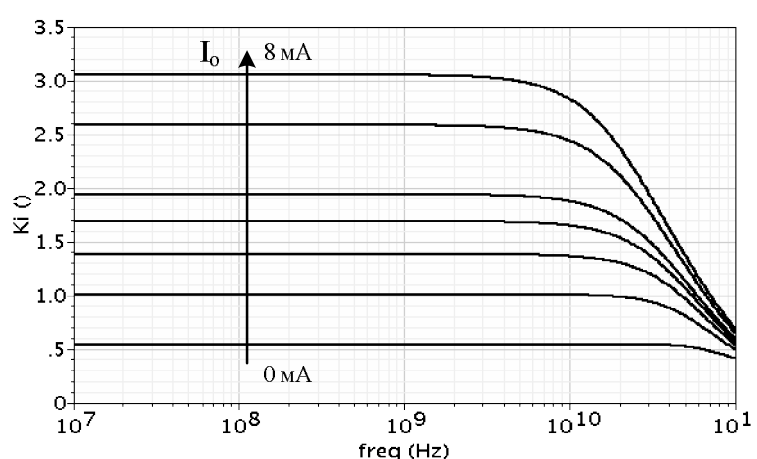


Рис. 9. Частотная зависимость коэффициента передачи по току K_i модифицированного ШУ при разных значениях I_0

На рис. 10 показана частотная зависимость нормированного коэффициента передачи по току ШУ рис. 8 ($K_{inormal}$) при токе $I_{17} = I_6 = 8$ мА, где

$$K_{inormal} = \frac{K_i}{K_0}, \quad (3)$$

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

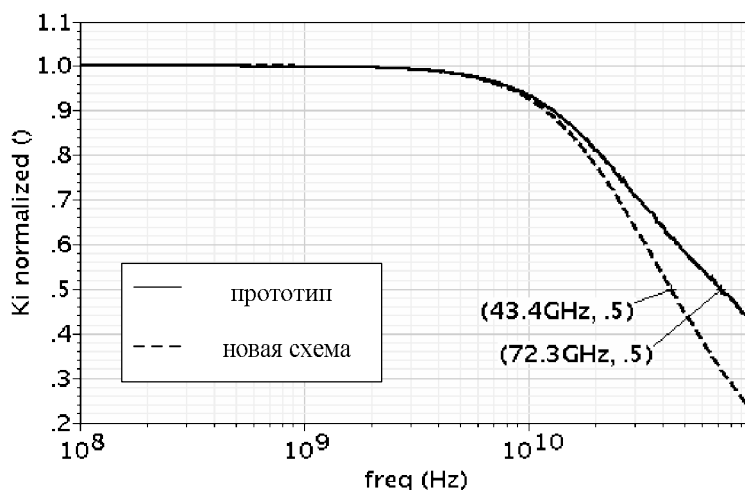


Рис. 10. Частотная зависимость нормированного коэффициента передачи по току ШУ

Таким образом, модифицированный ШУ выполняет функции СВЧ-усилителя тока при напряжениях питания $E_{\pi}^{(-)} = 1,5 \text{ В} = E_{\pi}^{(+)}$, что недостижимо в рамках известных технических решений.

3. КАСКОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТОКА ГИЛЬБЕРТА

Большой практический интерес представляет анализ каскодных модификаций усилителей Гильберта (рис. 11), обеспечивающих улучшение качественных показателей в сравнении с базовой схемой.

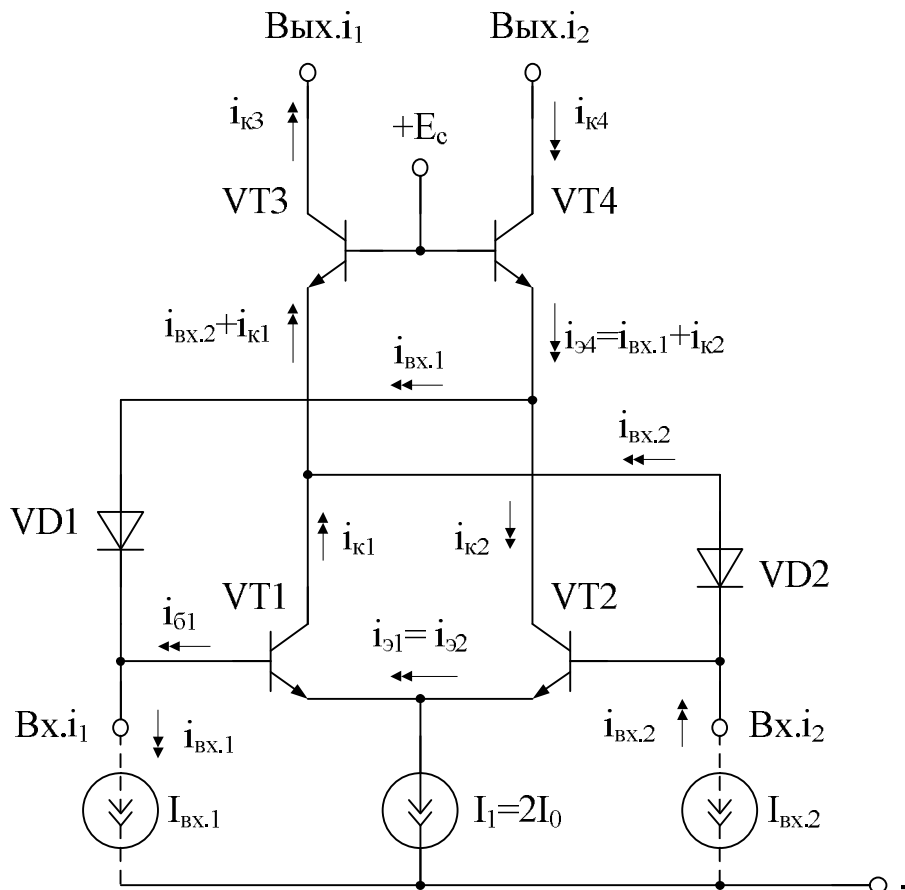


Рис. 11. Модифицированный усилитель тока Гильберта

Введение в схему рис. 11 p-n переходов VD1, VD2 повышает коэффициент передачи по току.

На рис. 12–15 приведены схемы предлагаемого и классического усилителей Гильберта в среде PSpice.

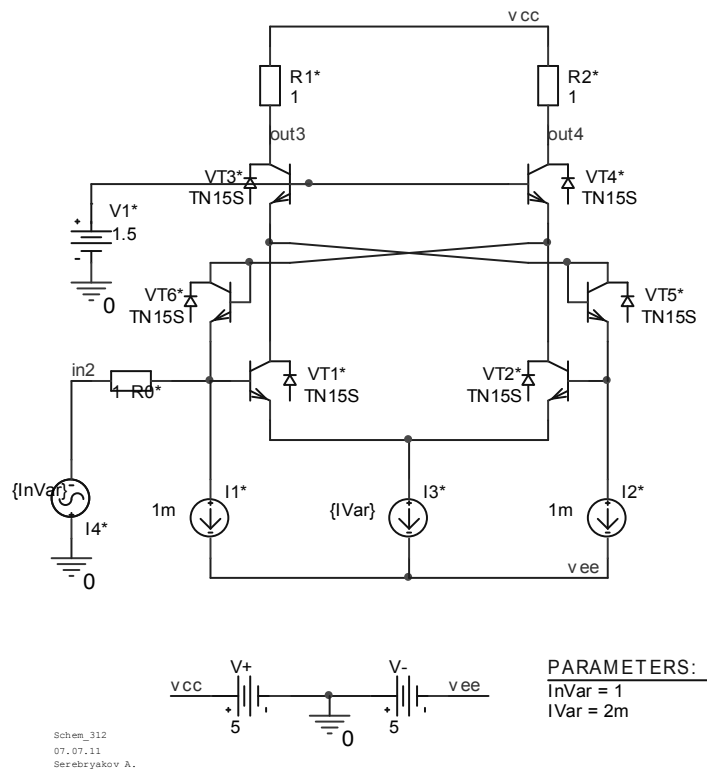


Рис. 12. Каскодный усилитель Гильберта в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов «Пулсар» (транзисторы: n-p-n TN15S, p-n-p TP15S, $I_{k.max} = 15$ мА)

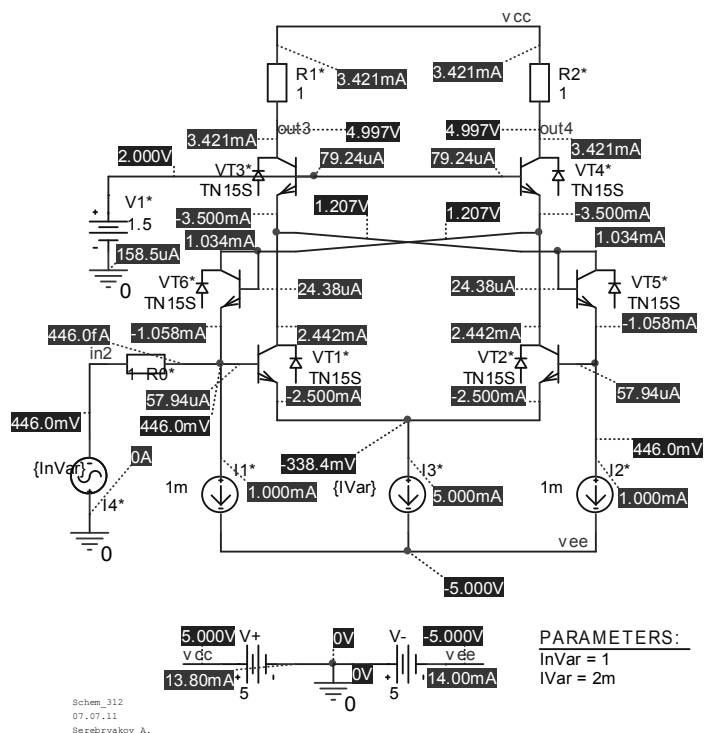


Рис. 13. Статический режим усилителя рис. 12

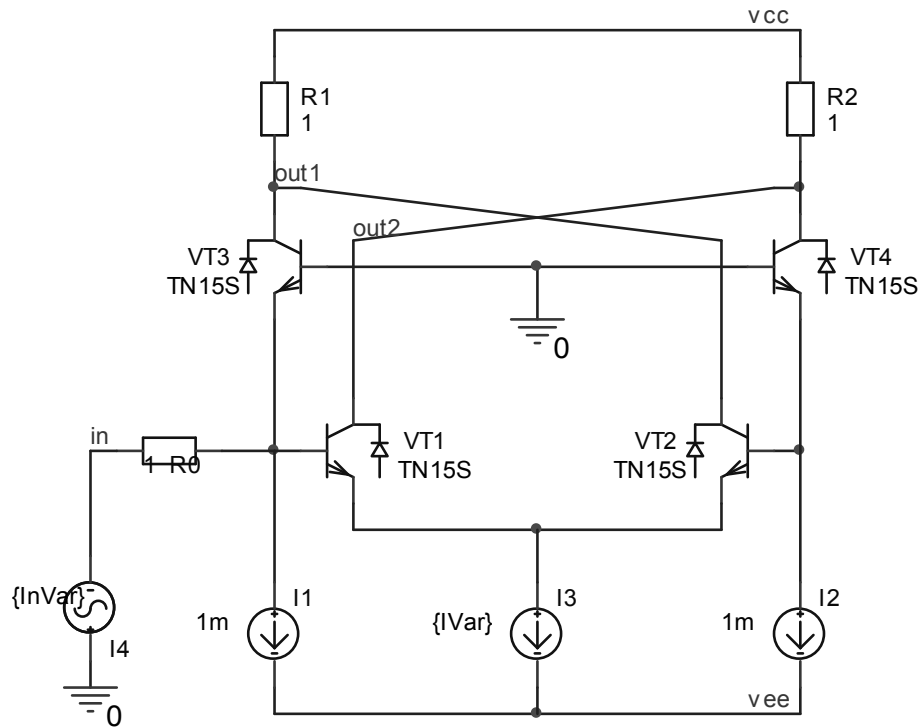


Рис. 14. Базовая схема усилителя Гильберта в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов «Пулсар»

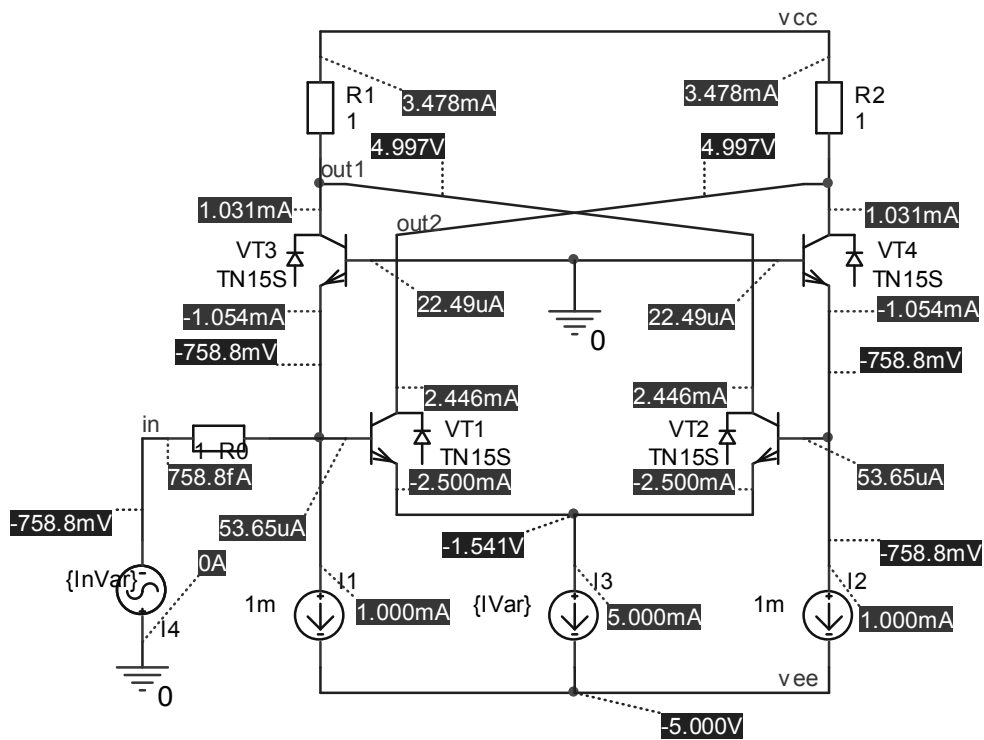


Рис. 15. Статический режим базовой схемы усилителя Гильберта

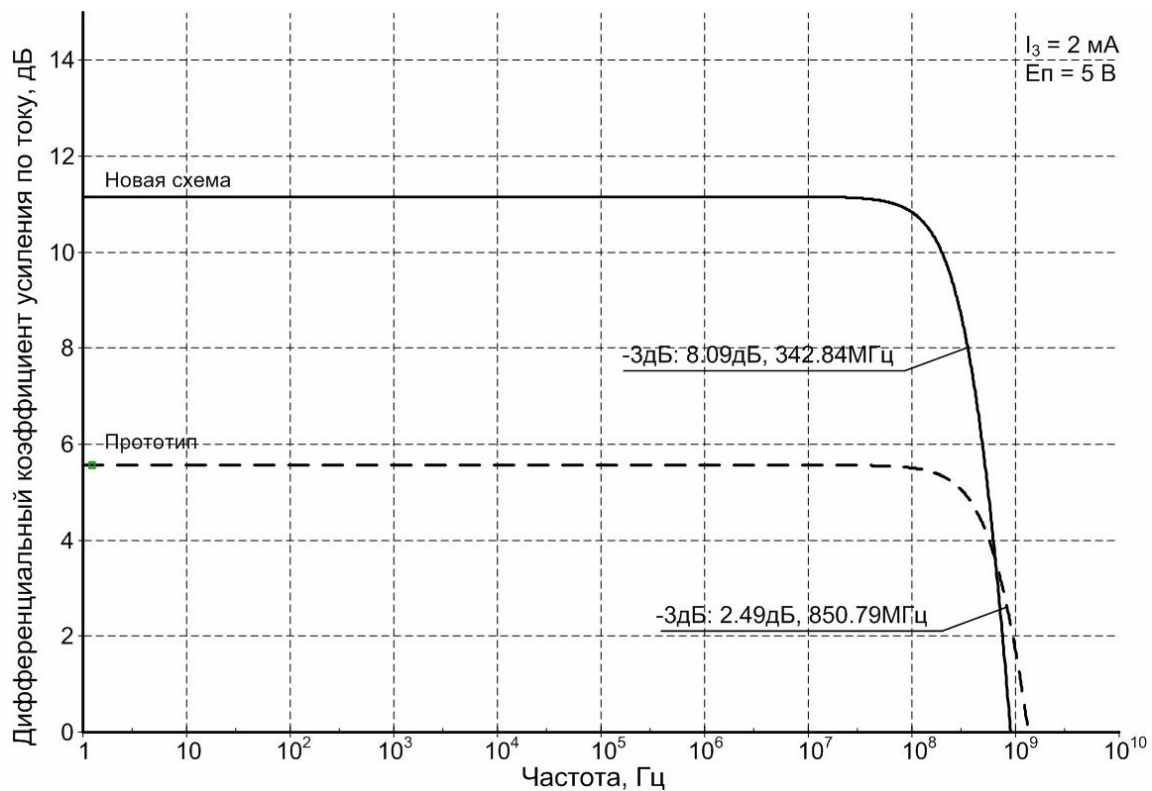


Рис. 16. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики каскодного и классического усилителей Гильберта

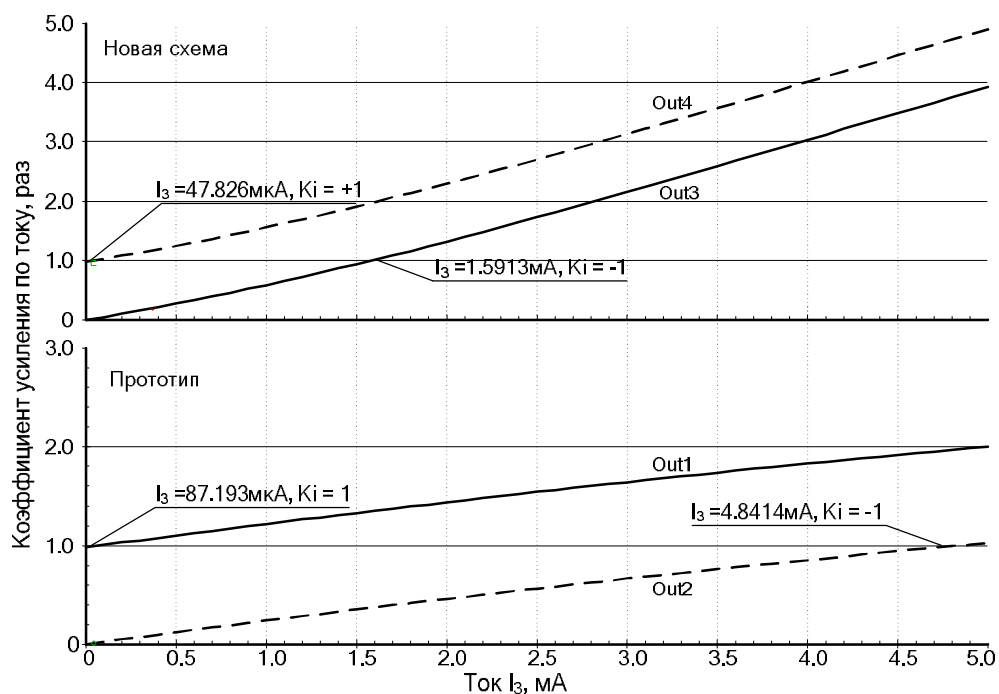


Рис. 17. Зависимость коэффициента усиления по току сравниваемых усилителей Гильберта от тока источника I_3

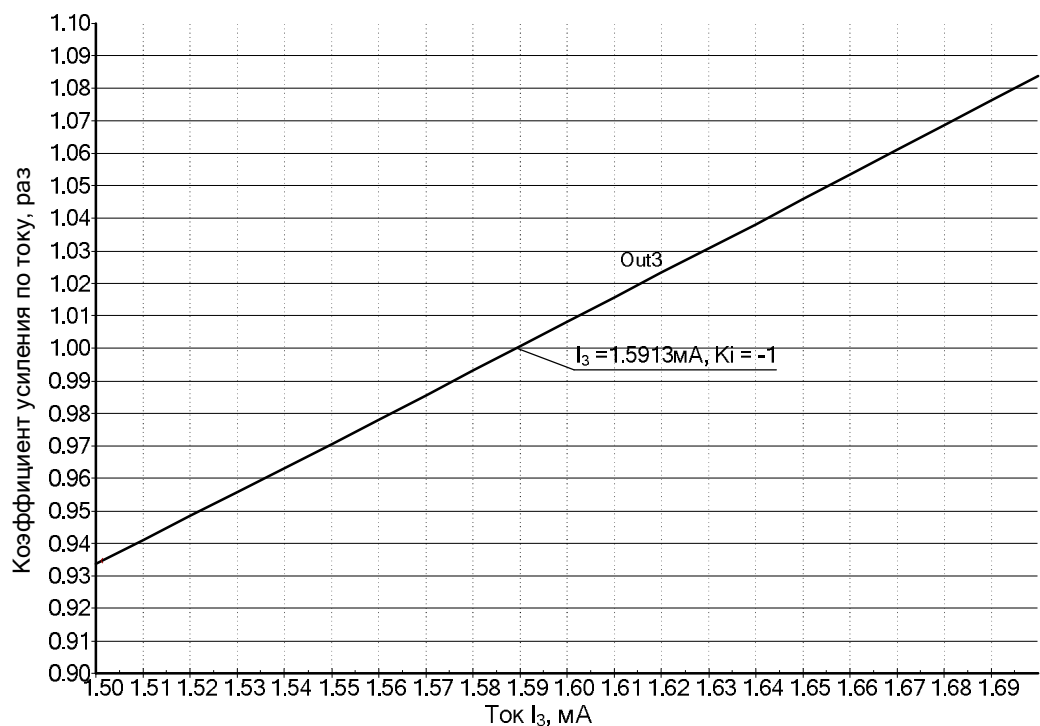


Рис. 18. Зависимость коэффициента усиления по току каскодного усилителя Гильберта от тока источника I_3 по выходу out 3

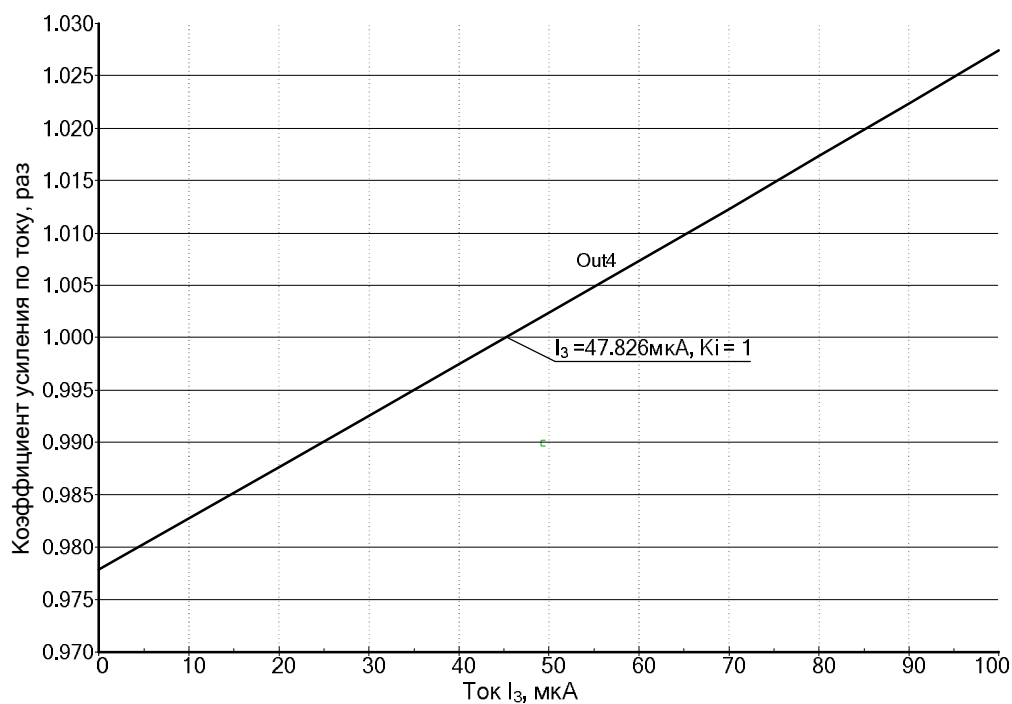


Рис. 19. Зависимость коэффициента усиления по току каскодной схемы Гильберта от тока источника I_3 по выходу out 4

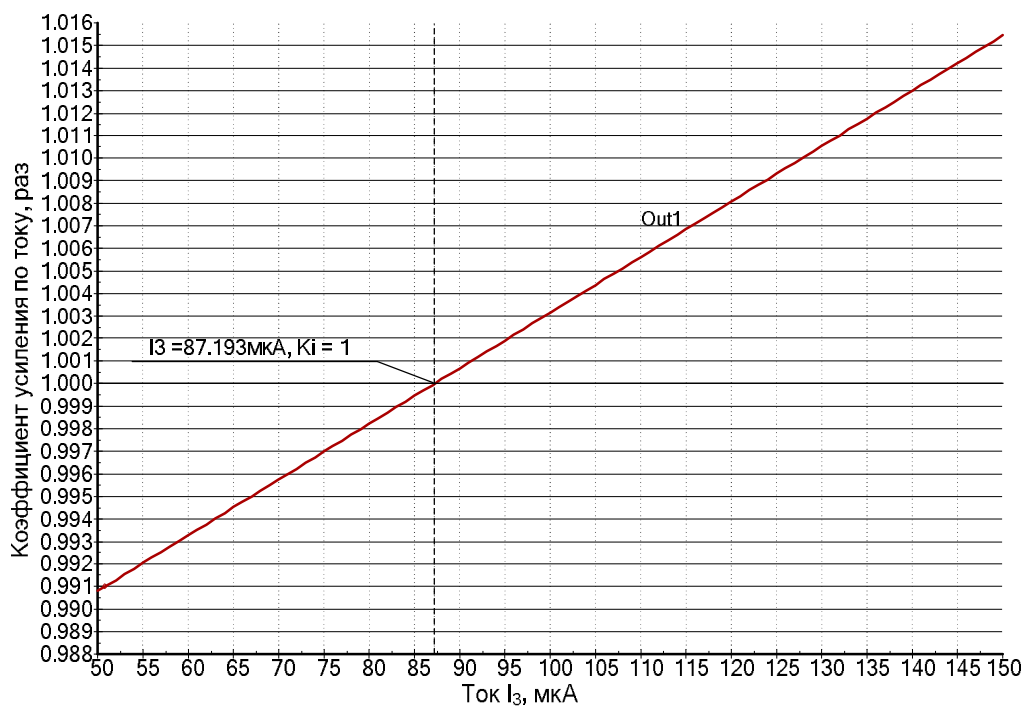


Рис. 20. Зависимость коэффициента усиления по току классического усилителя Гильберта от тока источника I_3 по выходу out 1

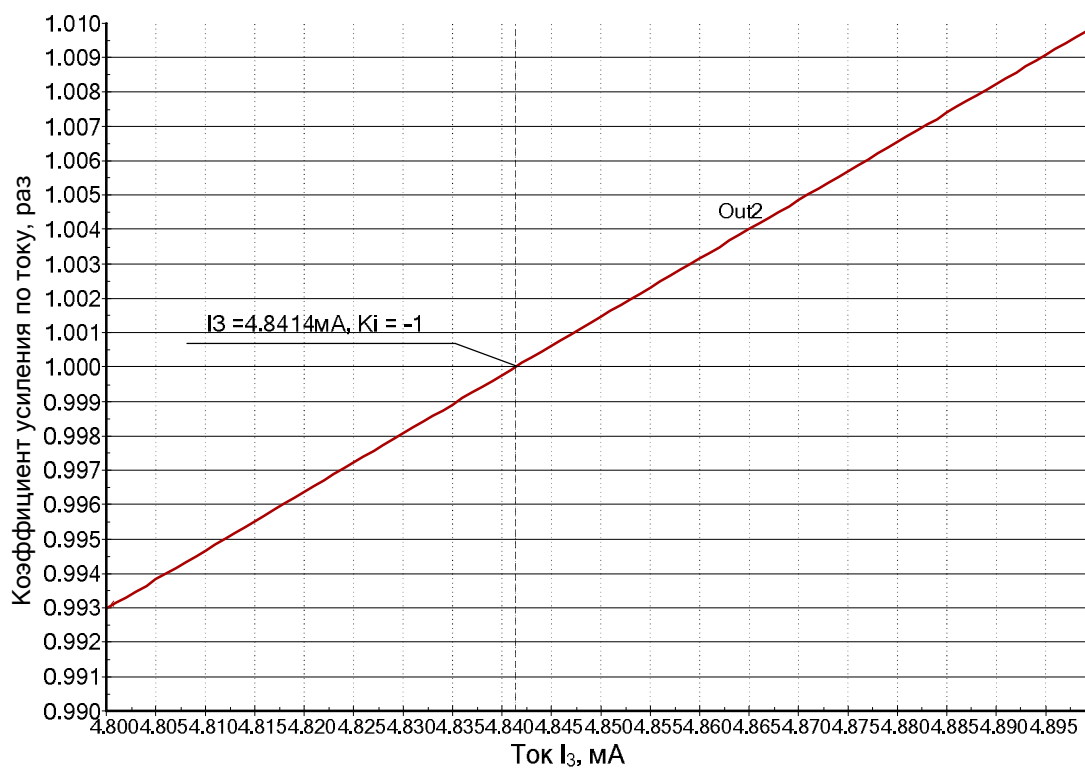


Рис. 21. Зависимость коэффициента усиления по току классического усилителя Гильберта от тока источника I_3 по выходу out 2

Графики рис. 16–21 позволяют обеспечить сравнение основных параметров классической схемы усилителя тока Гильберта и её основных модификаций.

4. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ НА БАЗЕ ТОКОВЫХ ЗЕРКАЛ

В настоящем разделе рассматриваются широкополосные каскады усиления тока, реализуемые на основе токовых зеркал.

4.1. Усилитель переменного тока с противофазными токовыми выходами

Основой большинства современных операционных усилителей, стабилизаторов напряжения, компараторов являются так называемые «токовые зеркала» (усилители тока) рис. 22, которые можно использовать в СВЧ-диапазоне.

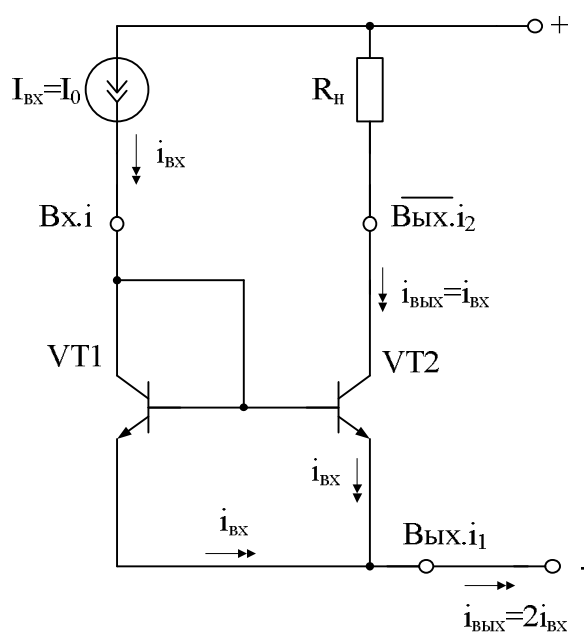
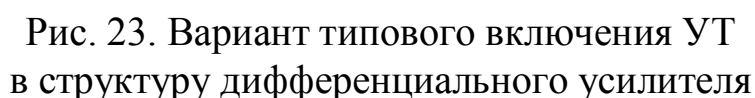


Рис. 22. Схема классического усилителя тока
с противофазными выходами

На рис. 23 показан вариант типового включения УТ рис. 22 в структуре дифференциального усилителя, выполняющего функции источника входного тока.



На рис. 24 выходной транзистор VT2 выполнен в виде составного транзистора, содержащего $m_2 \geq 1$ параллельно включённых биполярных транзисторов.

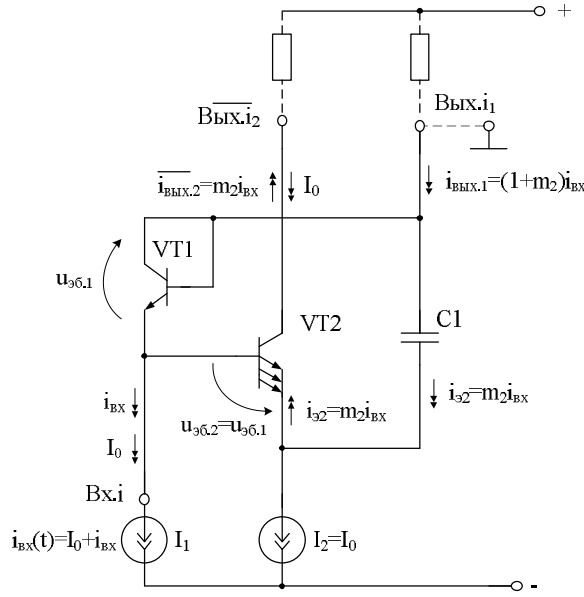


Рис. 24. Схема модифицированного усилителя тока

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

$$i_{\text{вых.1}} = (1 + m_2)i_{\text{вх}}, \quad (4)$$

$$\overline{i_{\text{вых.2}}} = m_2 i_{\text{вх}}, \quad (5)$$

$$i_{\text{э2}} = m_2 i_{\text{вх}}, \quad i_{\text{э1}} = i_{\text{вх}}, \quad (6)$$

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

Таким образом, коэффициенты передачи по току УТ рис. 24 на выход 2 (K_{i2}) и выход 1 (K_{i1}):

$$K_{i2} = \frac{\overline{i_{\text{вых.2}}}}{i_{\text{вх}}} = -m_2, \quad (7)$$

$$K_{i1} = \frac{i_{\text{вых.1}}}{i_{\text{вх}}} = (1 + m_2). \quad (8)$$

Из формул (7), (8) следует, что в предлагаемом устройстве реализуются функции фазорасщепителя входного однофазного сигнала ($i_{\text{вх}}$) с токовыми выходами $\text{Вых}.i_1$ и $\overline{\text{Вых}.i_2}$, «привязанными» к одной положительной шине источника питания, что существенно расширяет области его практического использования. Однако $K_{i2} \neq K_{i1}$.

На рис. 25 неинвертирующий токовый выход ($\text{Вых}.i_1$) устройства соединён с эмиттером дополнительного транзистора VT3, база которого связана с источником вспомогательного напряжения E_c , а коллектор соединён с дополнительным неинвертирующим токовым выходом (Вых) устройства, согласованным с положительной шиной источника питания. Выходы $\text{Вых}.i_1$ и $\overline{\text{Вых}.i_2}$ устройства могут быть связаны с резисторами нагрузки $R_{\text{н1}}$ и $R_{\text{н2}}$. Введение транзистора VT3 обеспечивает достаточно высокие значения выходного сопротивления УТ для выходов $\text{Вых}.i_1$ и $\overline{\text{Вых}.i_2}$.

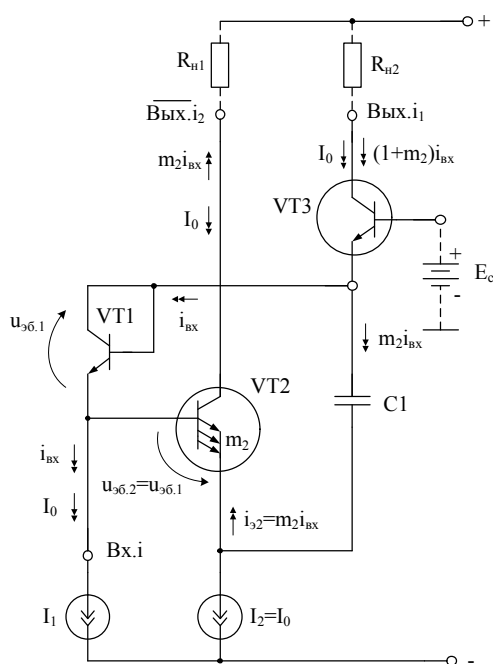


Рис. 25. Схема модифицированного усилителя тока с повышенным выходным сопротивлением

На рис. 26 инвертирующий токовый выход $\overline{\text{Вых}.i_2}$ устройства соединён с эмиттером дополнительного транзистора VT6, база которого подключена к базе транзистора VT3, а коллектор соединён

с дополнительным инвертирующим токовым выходом $\overline{\text{Вых.}}^* i_2$ устройства. В схеме рис. 26 транзисторы VT3 и VT4 обеспечивают каскодную (т.е. более высокочастотную) передачу входного тока на выходы $\overline{\text{Вых.}}^* i_2$ и $\text{Вых.}^* i_1$.

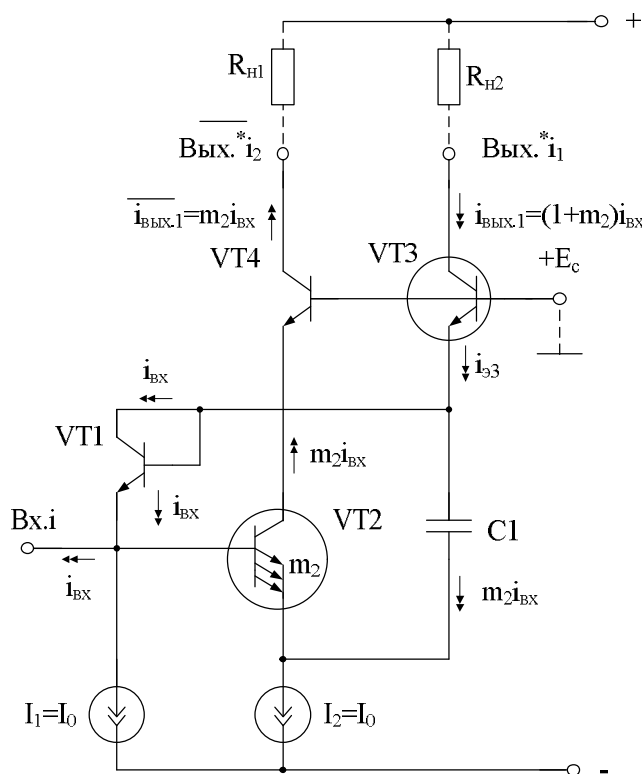


Рис. 26. Схема усилителя тока с каскодными выходами

На рис. 27 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.

Введение транзистора VT3 (рис. 27) решает задачу «выравнивания» коэффициентов усиления по току для инвертирующего (K_{i2}) и неинвертирующего (K_{i1}) выходов УТ (рис. 33, 35). В этом случае за счёт многоколлекторного транзистора VT3 обеспечивается равенство $K_{i1} = K_{i2}$:

$$K_{i1} = \frac{i_{\text{ВЫХ.3}}}{i_{\text{ВХ}}} = m_2, \quad (9)$$

$$K_{i2} = \frac{\overline{i_{\text{ВЫХ.2}}}}{i_{\text{ВХ}}} = -m_2. \quad (10)$$

Данные теоретические выводы подтверждаются результатами моделирования схем рис. 30, 32, 34.

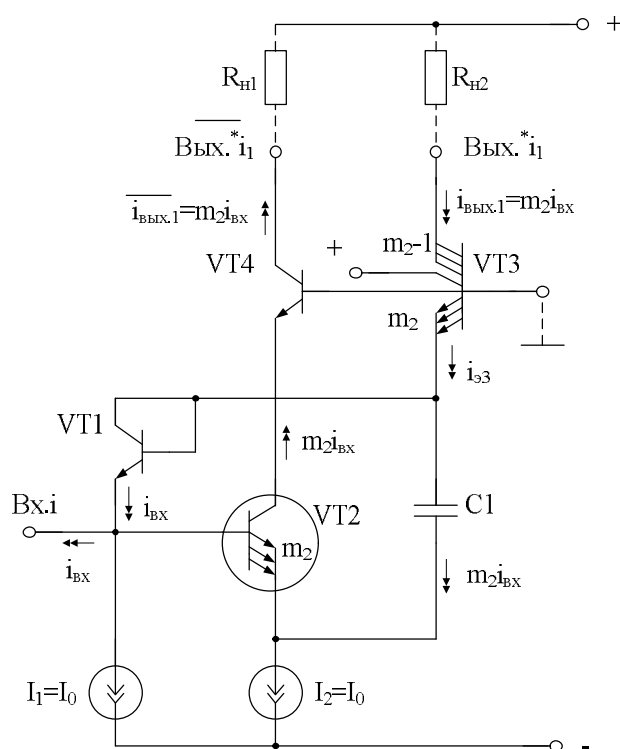


Рис. 27. Метод «выравнивания» коэффициентов усиления по току для инвертирующего (K_{i2}) и неинвертирующего (K_{i1}) выходов УТ

В схеме рис. 28 функции источника входного тока и дополнительного источника тока выполняют токовые выходы преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1, например дифференциального каскада. Эта схема показывает одно из направлений практического использования рассматриваемого устройства. Пример практической реализации усилителя приведён на рис. 30, в котором в качестве динамической нагрузки в цепи выхода $\overline{\text{Вых.}i_2}$ используется источник тока I_2 .

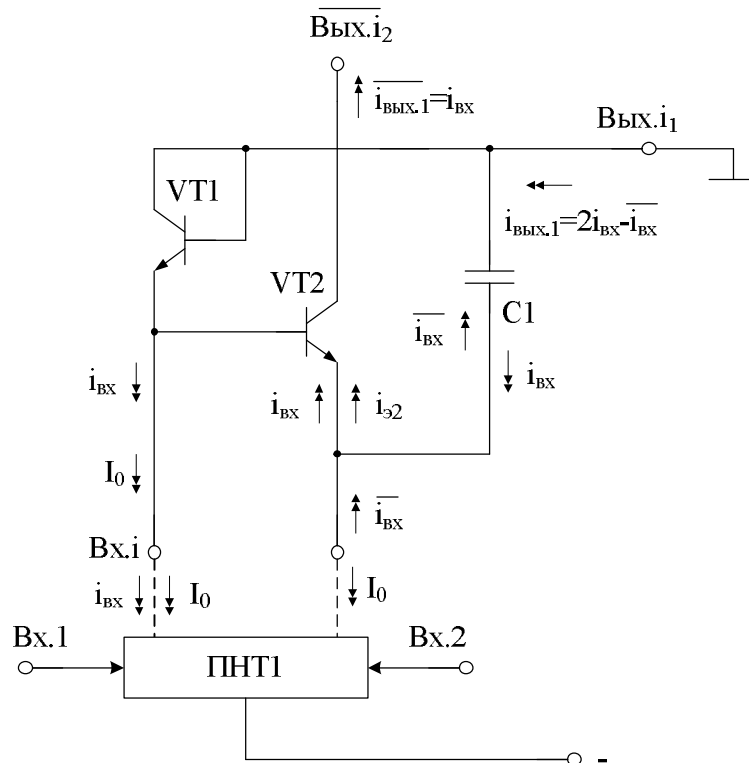


Рис. 28. Варианты включения УТ в дифференциальных усилителях

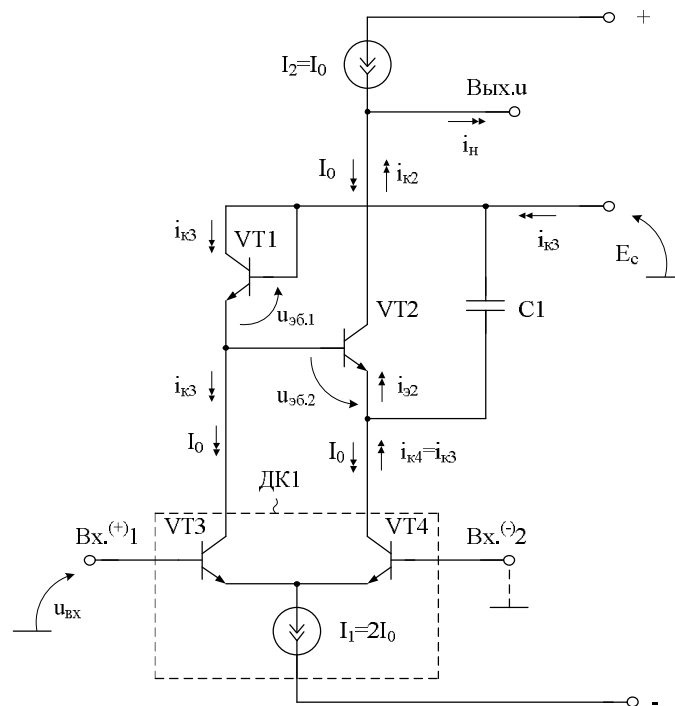


Рис. 29. Пример практической реализации усилителя

На рис. 30 показана схема УТ (рис. 24) в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe-транзисторов, а на рис. 31 – частотная зависимость коэффициента усиления по току УТ со входа на выходы 3 ($\overline{\text{Вых.}i_2}$) и 7 ($\overline{\text{Вых.}i_1}$) (out_i1 , out_i2 , рис. 31).

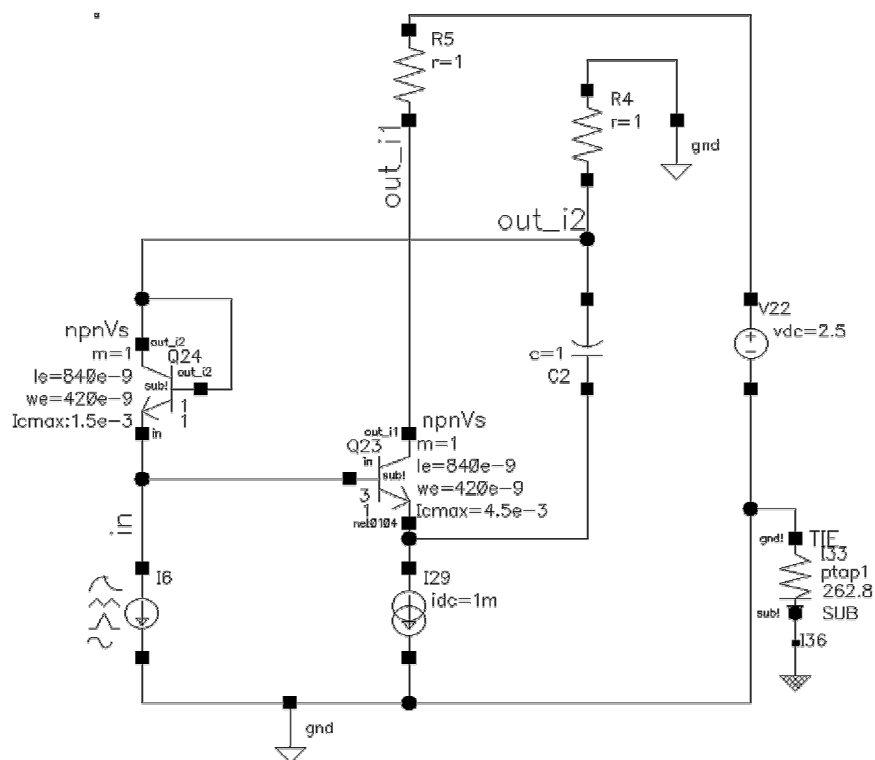


Рис. 30. Схема УТ рис. 24 в среде компьютерного моделирования Cadence

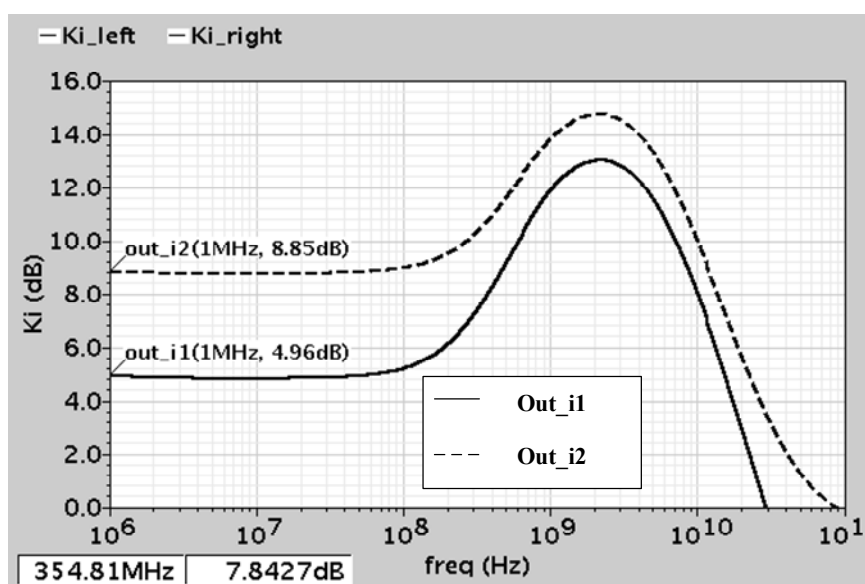


Рис. 31. Частотная зависимость коэффициента усиления по току УТ

На рис. 32 показана схема УТ рис. 27 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe-транзисторов.

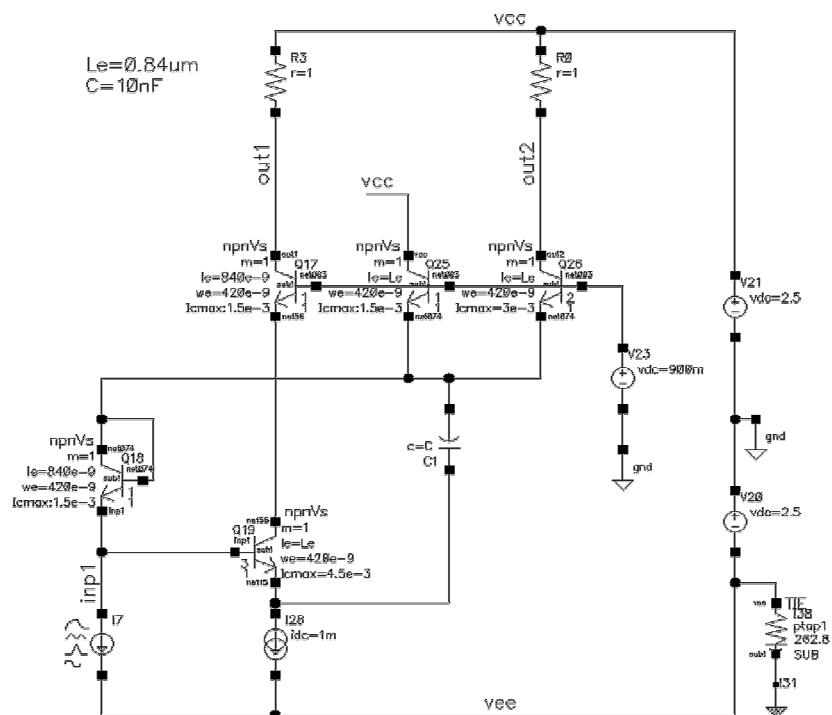


Рис. 32. Схема УТ в среде компьютерного моделирования Cadence

На рис. 33 представлена частотная зависимость коэффициентов передачи тока K_i со входа устройства на выходы out 1 и out 2 УТ рис. 32 при ёмкости корректирующего конденсатора $C_{10} = C = 10$ нФ.

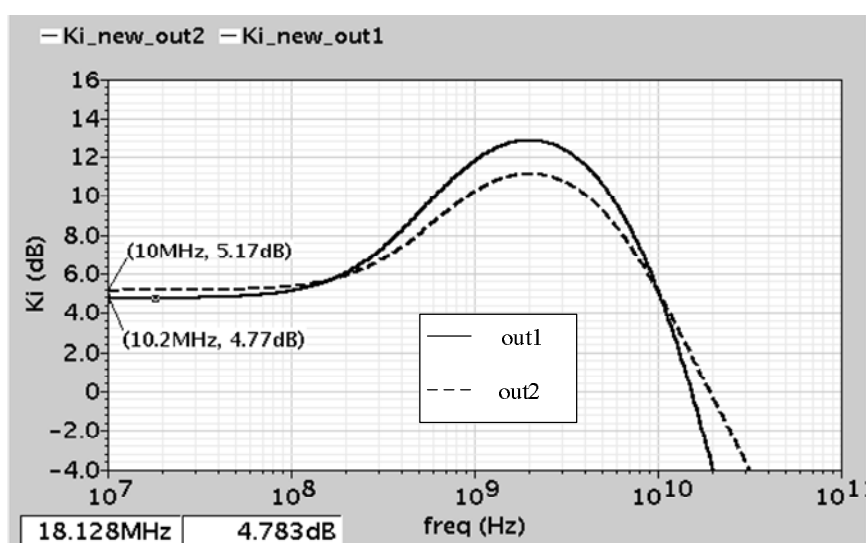


Рис. 33. Частотная зависимость коэффициентов передачи тока K_i со входа устройства на выходы out 1 и out 2 УТ

На рис. 34 показана схема усилителя тока рис. 27 в режиме СВЧ избирательного усилителя при $C_{10} = C = 1$ пФ.

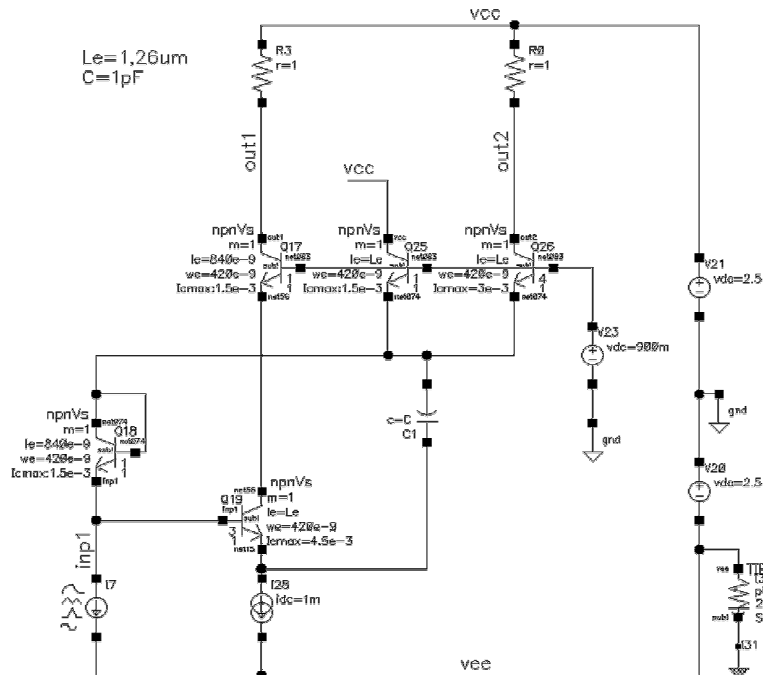


Рис. 34. Схема усилителя тока в режиме СВЧ избирательного усилителя

На рис. 35 представлена частотная зависимость коэффициентов передачи по току K_i УТ рис. 34 на выходы out 1 и out 2 в режиме избирательного усилителя СВЧ-диапазона при ёмкости корректирующего конденсатора $C_{10} = C = 1$ пФ.

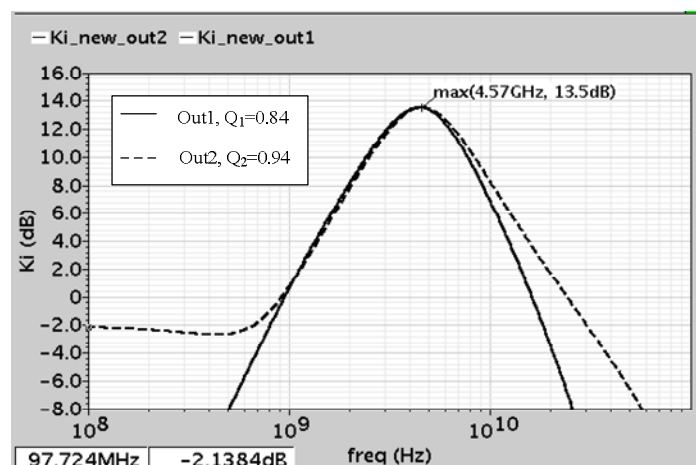


Рис. 35. Частотная зависимость коэффициентов передачи по току K_i УТ в режиме избирательного усилителя СВЧ-диапазона

Сравнение графиков рис. 31 и 33 (рис. 35) показывает достаточно высокую идентичность передачи входного токового сигнала на противофазные выходы устройства до частот 10–15 ГГц. Причём за счёт выбора ёмкости корректирующего конденсатора реализуется резонансный вид амплитудно-частотной характеристики (рис. 35).

Таким образом, рассмотренный УТ имеет два противофазных токовых выхода, согласованных с шиной положительного 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.

4.2. Методы каскадирования усилителей тока

В настоящее время в аналоговой микросхемотехнике в составе аналоговых интерфейсов широкое применение находят усилители тока. Такая структура стала основой построения многих подклассов усилителей, например осциллографов. В этой связи задача улучшения параметров этого функционального узла относится к числу достаточно актуальных задач современной микроэлектроники.

На рис. 36 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 $V_{y.i_1}$ ($V_{y.i_{1.1}}$, $V_{y.i_{1.2}}$) и инвертирующий $\overline{V_{y.i_2}}$ ($\overline{V_{y.i_{2.1}}}$, $\overline{V_{y.i_{2.2}}}$) токовые выходы, причём каждое из токовых зеркал содержит p-n переход VD1 (VD1.1, VD1.2), включённый между его токовым входом $V_{x.i_1}$ ($V_{x.i_{1.1}}$, $V_{x.i_{1.1}}$) и неинвертирующим токовым выходом $V_{y.i_1}$ ($V_{y.i_{1.1}}$, $V_{y.i_{1.2}}$), 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.

Существенный недостаток такого усилителя тока и устройств на его основе состоит в том, что он не может работать как резонансный усилитель при малом токопотреблении и высоких значениях коэффициента усиления K_i .

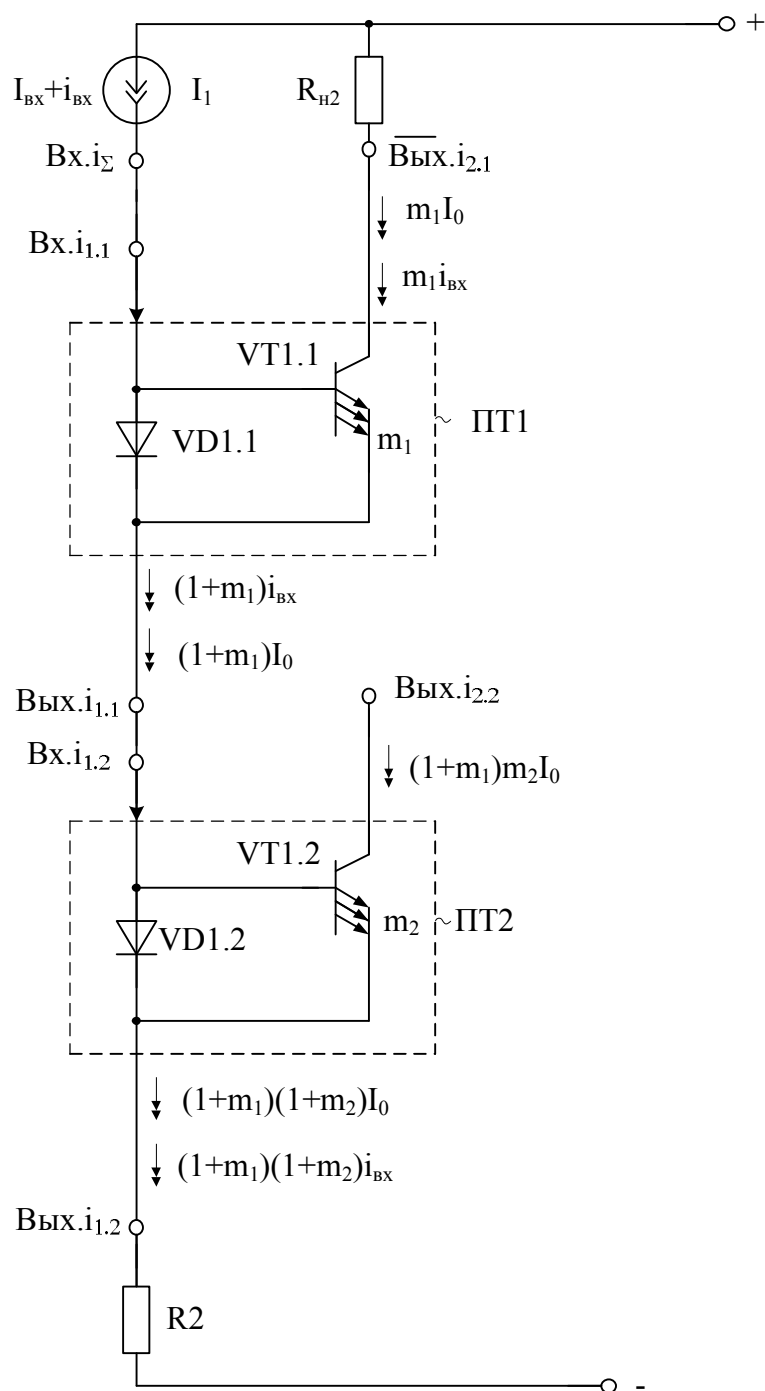


Рис. 36. Схема классического многокаскадного усилителя тока на базе токовых зеркал

На рис. 37 показан модифицированный усилитель тока. Решаемая им задача – формирование резонансной амплитудно-частотной характеристики коэффициентов передачи по току при сравнительно малом энергопотреблении и высоких значениях коэффициента усиления K_i .

The diagram shows a two-stage differential amplifier circuit. The input signal $i_{BX}(t) = I_0 + i_{BX}$ is applied to the base of transistor VT1.1. The circuit includes current sources I_2 , $I_{1.1} = I_0$, and $I_{1.2} = I_0$. Resistors $R1$ and $R2$ are connected to the supply and ground. Capacitors $C1.1$ and $C1.2$ are connected between the bases of VT1.1 and VT1.2. Diodes VD1.2 are also present. The output is taken from the collector of VT1.2. Various current labels are provided, such as $I_{BX} = I_0$, i_{BX} , $i_{4.1} = i_{BX}(1+m_1)$, and $i_{B\gamma X, \Sigma} = i_{BX}(1+m_1)(1+m_2)$.

В схемах рис. 37 (рис. 38) источник входного тока I_2 имеет в общем случае две составляющие $i_{\text{вх}}(t) = I_0 + i_{\text{вх}}$ – переменную ($i_{\text{вх}}$) и постоянную I_0 . В цепи основного инвертирующего $\overline{\text{Вых.}i_{\Sigma}}$ и основного неинвертирующего $\text{Вых.}i_{\Sigma}$ токовых выходов могут включаться (при необходимости) резисторы нагрузки R1 и R2, осуществляющие преобразование выходных токов в выходное напряжение.

$$\begin{aligned} I_{\mathfrak{I}1.2} &= I_{1.2} = I_0, \\ I_{\mathfrak{I}1.1} &= I_{1.1} = I_0, \end{aligned} \quad (11)$$

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

$$I_{\text{ВЫХ.}\Sigma} = I_0,$$

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

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 Вых.1.1 определяется суммой двух составляющих – током через р-п переход VD1.1 ($i_{\text{ВХ}}$) и током корректирующего конденсатора C1.1 ($m_1 i_{\text{ВХ}}$), сопротивлением которого на частоте сигнала можно пренебречь:

$$i_{\text{ВЫХ.1.1}} = i_{\text{ВХ}} + i_{\text{C1.1}} \approx (1 + m_1) i_{\text{ВХ}}, \quad (12)$$

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

Поэтому выходной ток основного неинвертирующего выхода (Вых.1.2):

$$i_{\text{ВЫХ.}\Sigma} \approx (1 + m_1)(1 + m_2) i_{\text{ВХ}}, \quad (13)$$

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

Аналогично можно найти выходной ток основного инвертирующего токового выхода устройства ($\overline{\text{ВЫХ.1.2}}$):

$$i_{\overline{\text{ВЫХ.}\Sigma}} = [m_1 + m_2 (1 + m_1)] i_{\text{ВХ}}. \quad (14)$$

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

$$K_i^{(+)} \approx (1 + m_1)(1 + m_2), \quad (15)$$

$$K_i^{(-)} \approx m_1 + m_2 (1 + m_1). \quad (16)$$

Из уравнений (15) и (16) можно сделать вывод о том, что при больших значениях ёмкости корректирующих конденсаторов C1.1, C1.2 и соответствующем выборе площадей р-п 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 ÷ 10 пФ) рассмотренный усилитель выполняет функции избирательного усилителя как для основного инвертирующего, так и для основного неинвертирующего выходов (рис. 42–44).

На рис. 39 приведена схема усилителя тока рис. 38 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов техпроцесса SGB25VD.

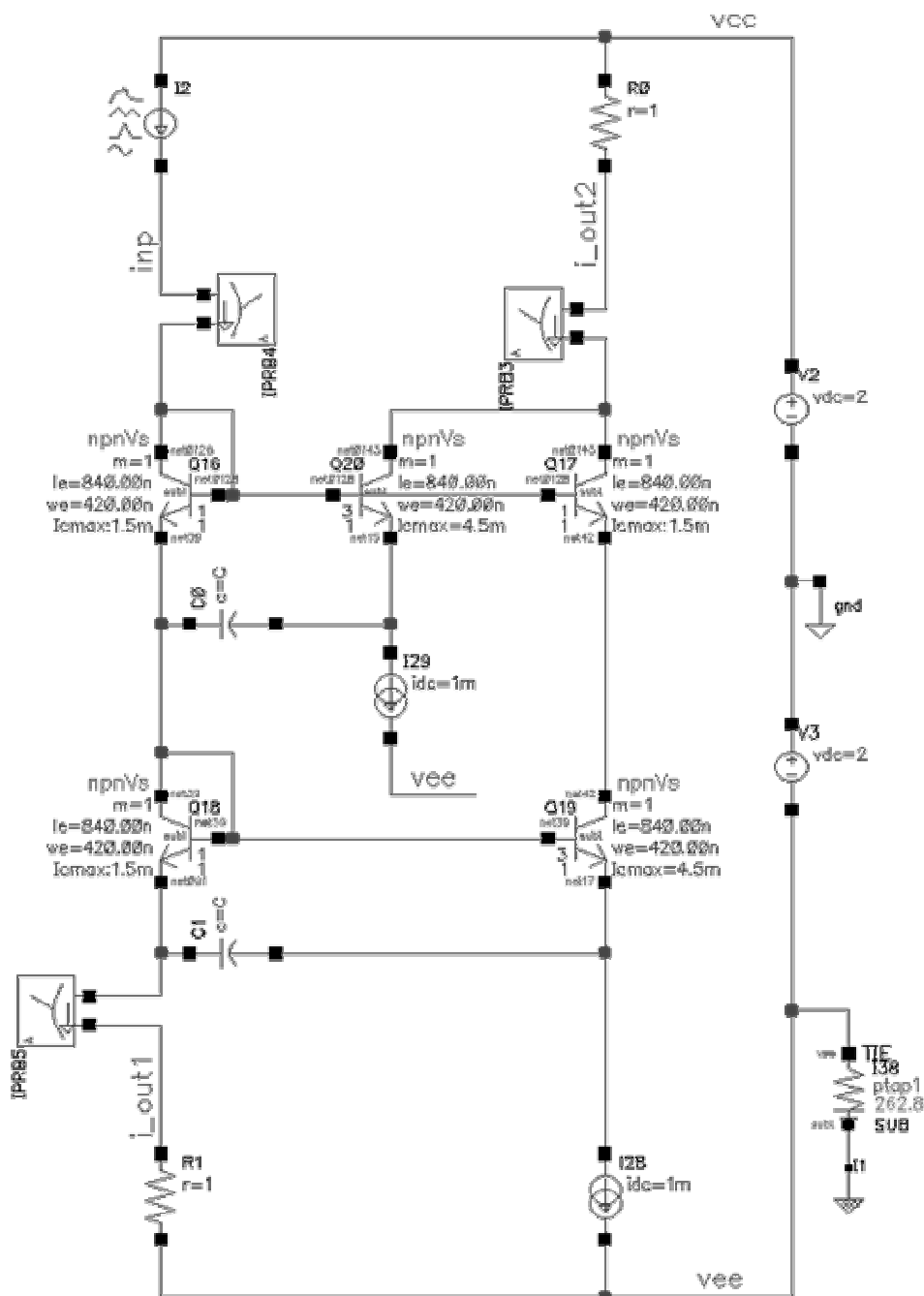


Рис. 39. Схема усилителя тока
в среде компьютерного моделирования Cadence

На рис. 40 показана зависимость от частоты коэффициента передачи тока K_i УТ рис. 39 на основной неинвертирующий выход (out 1) и разность фаз между неинвертирующим и инвертирующим выходами УТ (out 1, out 2), а на рис. 41 – зависимости от частоты коэффициентов передачи тока K_i на выходы (out 1, out 2).

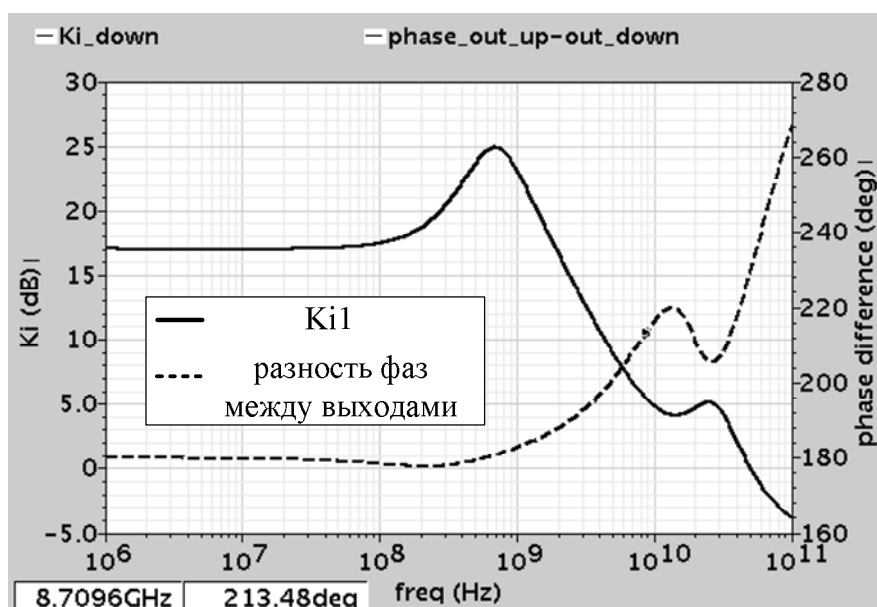


Рис. 40. Частотная зависимость коэффициента передачи тока K_i УТ на основной неинвертирующий выход (out 1) и разность фаз между неинвертирующим и инвертирующим выходами УТ (out 1, out 2)

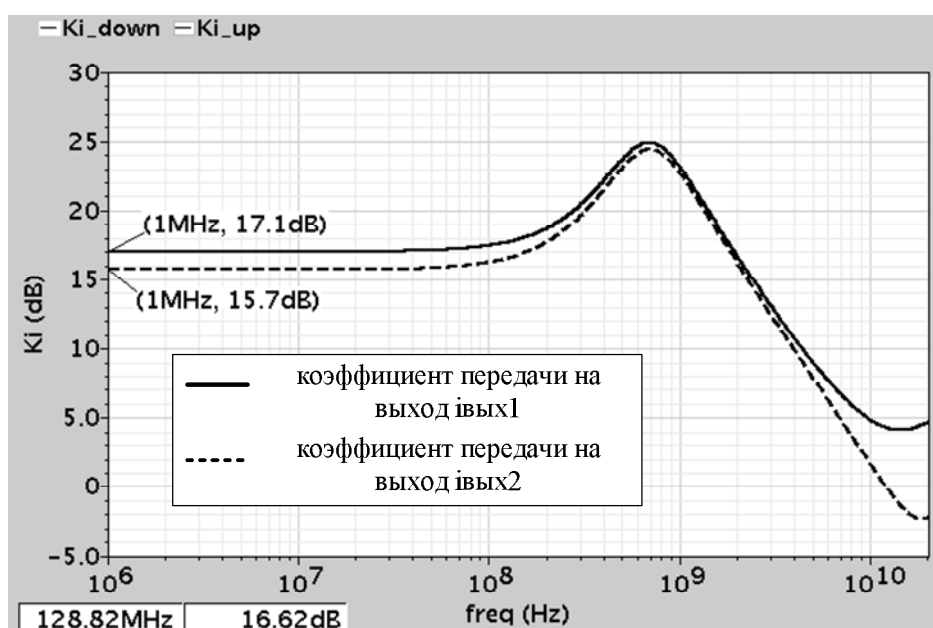


Рис. 41. Частотные зависимости коэффициентов передачи тока K_i на выходы (out 1, out 2)

На рис. 42 приведена резонансная зависимость коэффициента передачи тока УТ (рис. 39) со входа i_{np} на выходы i_{out1} и i_{out2} от частоты. Значение ёмкостей корректирующих конденсаторов $C_{кор}$ равно 15 пФ, а на рис. 43 показана зависимость от частоты разности фаз между выходами УТ (рис. 39) i_{out1} и i_{out2} и коэффициентов передач K_i на эти выходы. Значение ёмкостей корректирующих конденсаторов $C = C_{кор}$ равно 15 пФ.

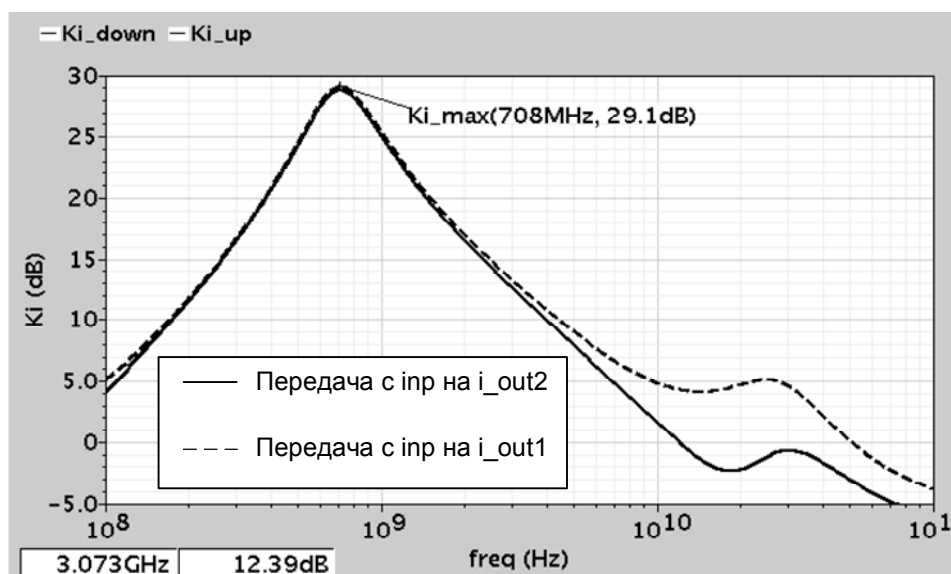


Рис. 42. Резонансная зависимость коэффициента передачи тока УТ со входа i_{np} на выходы i_{out1} и i_{out2} от частоты

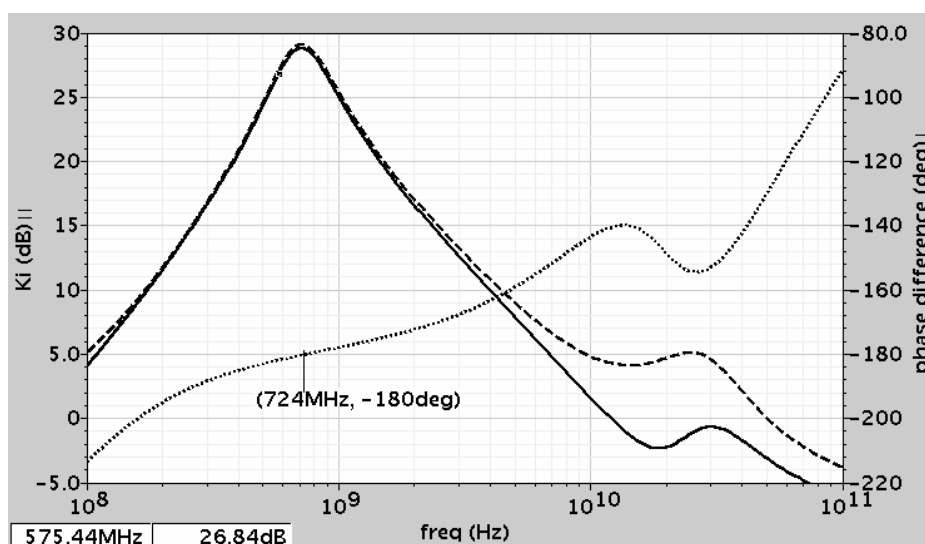


Рис. 43. Частотная зависимость разности фаз между выходами УТ i_{out1} и i_{out2} и коэффициентов передач K_i на эти выходы

На рис. 44 приведена частотная зависимость разности фаз между выходами i_{out1} и i_{out2} УТ (рис. 39) и коэффициенты передач K_i . Значение ёмкостей корректирующих конденсаторов $C_{кор.} = 100$ пФ.

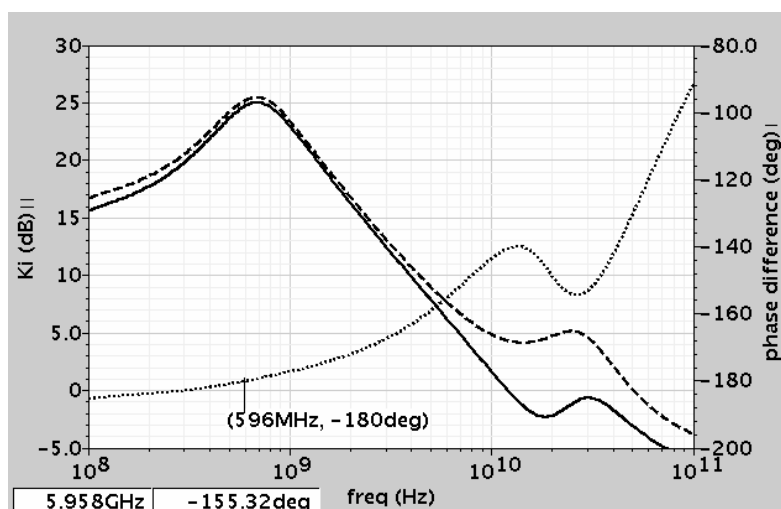


Рис. 44. Частотная зависимость разности фаз между выходами i_{out1} и i_{out2} УТ и коэффициенты передач K_i

На рис. 45 показана зависимость коэффициента передачи тока УТ (рис. 39) K_i от частоты при различных значениях ёмкостей корректирующих конденсаторов $C = 1 \div 100$ пФ. Данные графики показывают, что модифицированный усилитель тока является при $C = 1 \div 10$ пФ резонансным усилителем с высокой добротностью амплитудно-частотной характеристики.

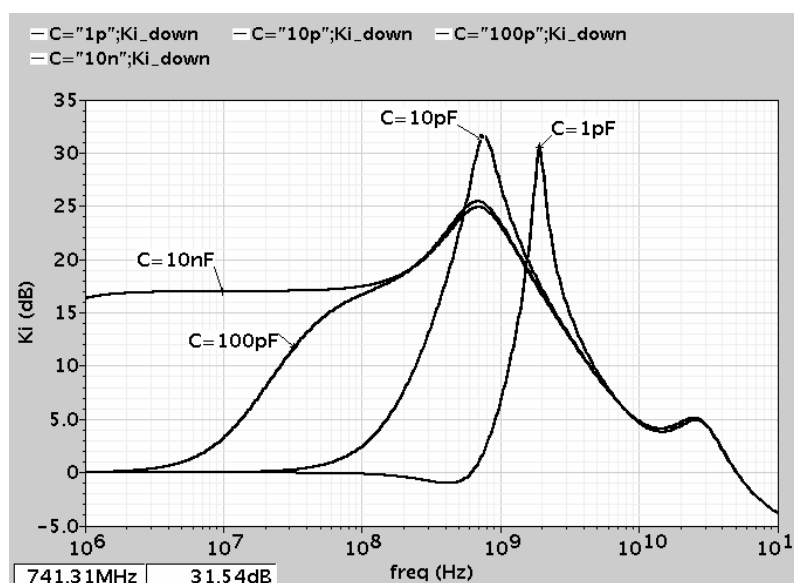


Рис. 45. Частотная зависимость коэффициента передачи тока УТ K_i при различных значениях ёмкостей корректирующих конденсаторов $C = 1 \div 100$ пФ

Таким образом, рассмотренные схемы многокаскадного усилителя переменного тока имеют 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.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В современной микроэлектронике широко применяются так называемые усилители тока Гильберта. 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. Существенный недостаток классического ШУ Гильберта состоит в том, что он неработоспособен при напряжениях отрицательного питания $E_{\text{п}}^{(-)} \leq 2,1\text{В}$. Это не позволяет использовать данную архитектуру в схемах с $E_{\text{п}}^{(-)} = 1,5\text{В}$, а также при её изготовлении по СВЧ SiGe-технологиям с малыми топологическими нормами, которые не допускают работу транзисторов при $E_{\text{п}}^{(-)} > 1,5\text{В}$.

3. В данном пособии рассмотрены новые методы построения ШУ Гильберта при малых напряжениях питания:

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

Решаемая данными усилителями тока Гильберта задача – снижение допустимого напряжения питания ШУ 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 перспективных модификаций.

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

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

Так, рассмотренный усилитель тока (рис. 24) 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) данные усилители выполняют функции избирательного усилителя как для основного инвертирующего, так и для основного неинвертирующего выходов.

Показано, что перспективные архитектуры УТ 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.

Рассмотренная архитектура многокаскадного усилителя переменного тока имеет низкие значения потребляемого статического тока, что позволяет использовать данный УТ для построения как широкополосных, так и избирательных устройств с малым энергопотреблением.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Прокопенко, Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах / Н.Н. Прокопенко. – Ростов н/Д. : Изд-во СКНЦ ВШ, 2000. – 224 с.
2. Прокопенко, Н.Н. Схемотехника широкополосных усилителей : монография / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2005. – 218 с.
3. Валенко, В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств / В.С. Валенко ; под ред. А.А. Ровдо. – М. : Додэка-XXI, 2001. – 336 с.
4. Павлов, В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – М. : Горячая линия-Телеком, 2003. – 320 с.
5. Лаврентьев, Б.Ф. Схемотехника электронных средств : учеб. пособие для вузов / Б.Ф. Лаврентьев. – М. : Академия, 2010. – 336 с. : ил. – (Высшее профессиональное образование. Радиотехника).
6. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / редкол. : Н.Н. Прокопенко, С.Г. Крутччинский, Е.И. Старченко [и др.] ; под ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 479 с.

Дополнительная литература

7. Операционные усилители и компараторы. – М. : Додэка-XXI, 2001. – С. 243–244.
8. Матавкин, В.В. Быстродействующие операционные усилители / В.В. Матавкин. – М. : Радио и связь, 1989.

Электронные образовательные ресурсы

9. Авдеев, В.А. Периферийные устройства: интерфейсы, схемотехника, программирование / В.А. Авдеев. – М. : ДМК Пресс, 2009. – 848 с. – URL : <http://www.biblioclub.ru/book/47413/>
10. Грабовски, Б. Справочник по электронике / Б. Грабовски. – М. : ДМК Пресс, 2009. – 410 с. – URL : <http://www.biblioclub.ru/book/47548/>
11. Угрюмов, Е. Цифровая схемотехника / Е. Угрюмов. – 3-е изд. – СПб. : БХВ-Петербург, 2010. – 816 с. – URL : <http://ibooks.ru/search.php?mode=search&page=1>

Учебное издание

**Прокопенко Николай Николаевич
Ковбасюк Николай Васильевич
Будяков Пётр Сергеевич**

УСИЛИТЕЛИ ТОКА ВЧ- И СВЧ-ДИАПАЗОНОВ

Учебно-методическое пособие

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД №06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС

Подписано в печать 23.01.2013 г.

Формат бумаги 60х90/16. Усл. п.л. 2,75

Тираж 45 экз. Заказ № 25.

ПЛД № 10-65175 от 05.11.99 г.

Типография Издательства ЮРГУЭС

346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147