

На правах рукописи

Бычков Михаил Сергеевич

РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА
МШУ И СМЕСИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ЯЧЕЙКИ ДЖИЛЬБЕРТА

Специальность 05.12.04 –
Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Москва – 2018 г.

Работа выполнена в Акционерном Обществе «Научно-исследовательский институт микроэлектронной аппаратуры «Прогресс» (АО «НИИМА «ПРОГРЕСС», г. Москва).

Научный руководитель:

Егоров Валерий Васильевич — доктор технических наук, старший научный сотрудник, федеральное государственное унитарное предприятие «Государственный научно-исследовательский институт авиационных систем».

Научный консультант:

Богатырев Евгений Алексеевич — кандидат технических наук, профессор, федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», профессор кафедры «Формирование и обработка радиосигналов».

Официальные оппоненты:

Тимошенко Валерий Петрович — доктор технических наук, доцент, федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники», профессор кафедры «Интегральная Электроника и Микросистемы».

Иванюшкин Роман Юрьевич — кандидат технических наук, доцент, федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский технический университет связи и информатики», доцент кафедры «Радиообрудование и схемотехника».

Ведущая организация: Федеральное государственное унитарное предприятие Ордена Трудового Красного Знамени «Научно-Исследовательский Институт Радио».

Защита состоится 24 января 2019 года в 13.00 на заседании диссертационного совета Д 219.001.04 при ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» по адресу: 111024, Москва, Авиамоторная ул., д 8а, МТУСИ, аудитория А — 448 (малый зал заседаний).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке МТУСИ и на сайте: <http://www.srd-mtuci.ru/images/Dis-Bychkov/dis-Bychkov.pdf>

Автореферат разослан «___» _____ 2018 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета
Д 219.001.04, к.т.н., доцент

Терешонок Максим Валерьевич

Общая характеристика диссертации

Актуальность диссертации. Расширение динамического диапазона радиоприемного устройства было и остается актуальной задачей. В основе современной радиоэлектронной аппаратуры лежат интегральные микросхемы. Совершенствование технологии производства и методов их проектирования дало возможность реализовать на практике концепцию «Система на кристалле» (SoC). Однако кроме очевидных преимуществ (уменьшение номенклатуры элементов, составляющих аппаратуру), это привело к сложностям в обеспечении требуемого динамического диапазона: объединение на одной низкоомной кремниевой подложке (~30 Ом/см) аналоговых и цифровых блоков привело к необходимости защиты первых от шума переключения вторых. Этим обуславливается то, что входы современных интегральных радиоприемников выполнены симметричными и предъявляются повышенные требования к динамическому диапазону входных блоков: МШУ и первого смесителя. Таким образом, задача расширения динамического диапазона входных блоков интегральных приемников становится все более актуальной.

На практике расширение динамического диапазона достигается за счет существенного увеличения линейности при относительно малом росте собственных шумов устройства. При проектировании блоков интегральных микросхем наибольшее распространение получили два метода увеличения линейности: отрицательная обратная связь и компенсация нелинейных искажений. Обзор литературы показал, что существенного прогресса за последние 15 лет в этих методах не произошло.

На рис. 1 представлена структурная схема «со связью вперед», запатентованная Блэком в 1934 году и используемая в выходных усилителях мощности для компенсации нелинейных искажений основного усилителя. На рис.1: β — аттенуатор; $x(t)$ — полезный входной сигнал; K_1 и K_2 — коэффициенты передачи основного усилителя и усилителя ошибки соответственно; Δ — нелинейные искажения, вносимые основным усилителем. При выполнении условий компенсации $\beta = 1/K_1$, $K_2 = K_1$ и коэффициенты передачи сумматоров равны 1, нелинейные искажения основного усилителя на выходе структурной схемы будут подавлены. Искажениями, вносимыми усилителем ошибки, можно пренебречь, поскольку при выполнении условий компенсации на его входе будут действовать только нелинейные искажения основного усилителя, амплитуда которых гораздо меньше амплитуды полезного сигнала $x(t)$. В данной структурной схеме важен подход к компенсации: нет необходимости оценивать величину нелинейных искажений Δ (в отличие от метода компенсации), достаточно знать значение коэффициента передачи основного усилителя.

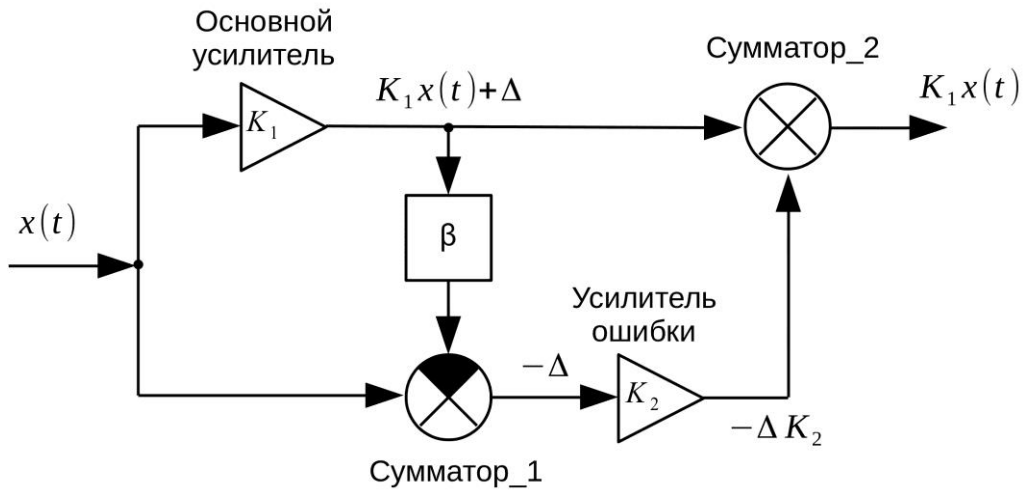


Рис. 1 Структурная схема «со связью вперед»

Представим коэффициент передачи основного усилителя как сумму:

$$K_1 = K_0 + \Delta K.$$

Здесь K_0 — номинальный коэффициент передачи, ΔK — отклонение, вызванное самыми разными факторами (старение активных элементов, изменение напряжения питания, нелинейные искажения и т. п.). При выполнении условий компенсации $\beta = 1/K_0$, $K_2 = K_0$ и, если коэффициенты передачи аттенюатора и сумматоров слабо изменяются под действием этих факторов (что выполняется на практике), то на выходе структурной схемы ΔK будет подавлено. Для компенсации отклонений коэффициента передачи основного усилителя достаточно знать **каким он должен быть**. Общий коэффициент передачи структурной схемы, приведенной на рис. 1, **обладает нулевой чувствительностью** к изменениям коэффициента передачи основного усилителя. Заметим, что необходимый эффект достигается без учета физических свойств элементов, составляющих структурную схему, а определяется связями между ними и условиями компенсации.

Такой же подход был использован несколькими группами исследователей для синтеза высокостабильных устройств. Структурные схемы, в которых используется рассмотренный подход к компенсации, получили название «структурных схем с нулевой чувствительностью» (Богатырев Е.А., Гребенко Ю.А., Богданович Б.М.) или «двухканальные структурные схемы с аддитивной коррекцией методической погрешности» (Волгин Л.И.). Метод синтеза структурных схем с нулевой чувствительностью к изменениям коэффициента передачи основного усилителя называется **структурным методом**. В отличие от метода компенсации на выходе структурной схемы (рис. 1) подавляются все нелинейные компоненты, формируемые основным усилителем, т.е. потенциально структурный метод более эффективен.

Степень разработанности темы исследования. Впервые структурный метод был предложен для уменьшения методической погрешности измерений [Туз Ю.М.,

Волгин Л.И.]. Богатыреву Е. А. на основе предложенного им метода синтеза удалось получить структурную схему «со связью вперед». Им же, совместно с Гребенко Ю. А., обосновано существование двух типов структурных схем с нулевой чувствительностью: самокомпенсацией и взаимокompенсацией. В совместной работе Б.М. Богдановича и Л.С. Бачило выведены условия существования нулевой чувствительности. Исаковичем Н.Н. обоснована возможность синтеза перемножителей частоты на основе структурных схем с нулевой чувствительностью. Опыт реализации структурных схем получен при проектировании операционных усилителей [Крутчинский С.Г.] и гибридных микросхем на микрополосковых линиях связи [Kenington P.B.].

Зарубежные авторы сосредоточились на изучении структурной схемы со связью вперед. Для это были изучены вопросы применения цепей, выравнивающих времена задержек в каналах передачи полезного сигнала и компенсации. Получено множество патентов на алгоритмы коррекции задержек. Выравнивание времен задержек позволяет расширить полосу частот, где обеспечивается подавление нелинейных искажений на заданную величину.

В диссертации, в отличие от других исследований, структурный метод применяется для увеличения динамического диапазона интегральных МШУ и активных смесителей.

В диссертации, в отличие от традиционного подхода к реализации структурных схем с нулевой чувствительностью, предложен метод реализации на основе базовых элементов в виде *простейших каскадов*. Это позволяет получать схемы интегральных МШУ и активных смесителей, сопоставимыми по комплексу характеристик с лучшими схемами на основе метода компенсации и с отрицательной обратной связью.

Цель диссертации. Цель диссертационной работы - расширение динамического диапазона (ДД) входных каскадов приемников и оценка эффективности структурного метода увеличения линейности при разработке входных интегральных МШУ и смесителей.

Достижение данной цели предусматривает решение следующих основных задач:

1. исследование принципов построения МШУ и смесителей с широким динамическим диапазоном с целью выбора схем базовых элементов;
2. систематизация схемотехнических решений для формирования библиотек интегральных сумматоров и базовых элементов;
3. разработка метода реализации структурных схем с нулевой чувствительностью усилителей и смесителей на основе базового элемента типа простейший каскад;

4. сравнительный анализ параметров схем МШУ и смесителей как способ оценки эффективности структурного метода увеличения линейности (при расширении динамического диапазона в блоках МШУ и смесителей).

Методы исследования. Для решения поставленных задач использовались методы теории цепей и сигналов, общей теории радиосвязи, компьютерного моделирования, многокритериального выбора.

Научная новизна работы. В диссертации получены следующие новые научные результаты:

1. предложен метод реализации структурных схем с нулевой чувствительностью на основе базового элемента в виде простейшего каскада, позволяющий по сравнению с традиционным подходом получать при реализации известных структурных схем новые простые принципиальные электрические схемы МШУ и смесителей;

2. приведены новые схемные решения МШУ, полученные в результате использования предложенного метода реализации структурных схем с нулевой чувствительностью, отличающиеся от известных тем, что кроме расширенного динамического диапазона обладают пониженной чувствительностью к изменениям условий внешней среды;

3. приведены новые схемные решения смесителей на основе ячейки Джилльберта, полученные в результате реализации структурных схем с нулевой чувствительностью, отличающиеся от известных тем, что кроме расширенного динамического диапазона обладают пониженной чувствительностью к изменениям условий внешней среды.

Обоснованность и достоверность научных положений и выводов, сформулированных в диссертации, подтверждаются использованием принятых теоретических методов, применением программных продуктов сквозного моделирования интегральных схем, использованием стандартных библиотек для технологии SiGe БИКМОП с экспериментально проверенными результатами моделирования.

Теоретическая значимость работы. Разработан метод реализации структурных схем с нулевой чувствительностью на основе базовых элементов в виде простейших каскадов. В основе метода лежат сформированные библиотеки базовых элементов и сумматоров. Метод позволяет получать простые электрические схемы усилителей и смесителей, обладающие расширенным динамическим диапазоном.

Практическая ценность работы. Практические результаты рекомендуются к использованию при разработке новых блоков интегральных усилителей и смесителей. Полученные оценки увеличения линейности и тока потребления при объединении блока в структурную схему позволяют разработчику заранее знать выигрыш и потери при применении структурного метода.

Результаты диссертационной работы вошли в ОКР «Дюйм» и «Смеситель-1Пр», выполненные в отделении СВЧ АО «НИИМА «Прогресс». К серийному производству рекомендованы:

СБИС K5200MX014 - схема приемопередающего тракта локальной навигационной системы;

СБИС 1327НС015 - преобразователь частоты УВЧ - диапазона со встроенным синтезатором.

Апробация диссертации. Материалы диссертации обсуждались:

- на четырех международных научно-технических конференциях студентов и аспирантов "РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА", проходивших в 2008 - 2011 годах (МЭИ, г. Москва);

- на 65, 66 и 71-й научных сессиях Международных конференций, посвященных Дню радио (РНТОРЭС им. А.С. Попова, г. Москва);

- на XIII научно-технической конференции «Электроника, микро- и наноэлектроника», проходившей в 2011 году в г. Суздаль;

- на юбилейной научно-технической конференции, посвященной 70-летию ФГУП «НПП «Исток» «СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА. 70 ЛЕТ РАЗВИТИЯ», проходившей в 2013 году на «НПП «Исток» (г. Фрязино);

- на XII Всероссийской научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», проходившей в 2013 году на «НПП «Пульсар» (г. Москва);

- на 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», проведенной в 2016 году в СевГУ (г. Севастополь).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 15 печатных работ, из них: три статьи в журналах, рекомендованных ВАК; 12 в сборниках материалов научно-технических конференций; 4 патента.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти разделов, заключения и восьми приложений общим объемом 260 страниц в двух томах. Основная часть диссертации содержит 151 страниц текста, 69 рисунков и 28 таблиц. Список литературы состоит из 96 наименований.

Положения, выносимые на защиту.

1. Использование при реализации структурных схем с нулевой чувствительностью базового элемента в виде простейшего каскада позволяет получать схемы МШУ и активных смесителей, существенно более простые относительно схем, в основе которых лежит базовый элемент в виде функционального блока.

2. В исследованных схемах МШУ с широкополосным согласованием по входу

осуществляется самокомпенсация нелинейных искажений транзистора, подключенного к источнику сигнала. Это позволяет расширить динамический диапазон на 4 ... 6 и 2 ... 4 дБ у схем на МОП- и биполярных транзисторах, соответственно. В исследованном диапазоне частот схемы на МОП-транзисторах превосходят схемы на биполярных транзисторах по величине динамического диапазона на 15 ... 20 дБ.

3. Расширение динамического диапазона входных блоков приемника возможно за счет их построения по структурным схемам с нулевой чувствительностью. Сами структурные схемы получают в процессе синтеза устройств с низкой чувствительностью к отклонениям коэффициента передачи основного базового элемента. Расширение динамического диапазона достигается ценой роста тока потребления пропорционально количеству используемых базовых элементов.

Диссертационная работа соответствует паспорту специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения по пунктам:

3 - разработка устройств генерирования, усиления, преобразования радиосигналов в радиосредствах различного назначения;

8 - создание теории синтеза и анализа, а также методов моделирования радиоэлектронных устройств;

10 - разработка радиотехнических устройств для использования их в промышленности, биологии, медицине, метрологии и др.

Содержание диссертации.

Во введении обоснована актуальность темы, сформулирована цель диссертации. Поставлены задачи исследования и определены основные положения, выносимые на защиту. Изложены научная новизна и практическая значимость работы. Обсуждено содержание разделов диссертации.

В первом разделе определяется область исследования, раскрывается понятие динамического диапазона и основной подход к его расширению. Описываются современные параметры оценки линейности. Рассматриваются методы увеличения линейности, роль и место структурного метода. Оценивается динамический диапазон современных интегральных усилителей и смесителей. Приводятся основные понятия структурного метода увеличения линейности и достигнутые результаты. Ставятся цель и задачи исследования.

Исследование применения структурного метода для увеличения линейности при проектировании интегральных блоков целесообразно проводить в виде сравнительного анализа параметров устройств, полученных с помощью разных методов увеличения линейности. В качестве устройств для сравнения выберем МШУ и первый смеситель, как наиболее критичных блоков с точки зрения обеспечения динамического диапазона приемника. Схемы МШУ и смесителей, линеаризованных с помощью метода компенсации и обладающих лучшими значениями динамического

диапазона, взяты из литературы и приведены к единому, со схемами на основе структурного метода, виду (ток потребления, коэффициент передачи). Для ослабления одного из главных недостатков структурного метода — повышенного тока потребления, перейдем от базовых элементов, в виде законченных функциональных блоков (усилитель, смеситель), к базовым элементам в виде простейших каскадов. Переход потребует разработать новый метод реализации структурных схем.

Динамический диапазон (ДД) определяется как отношение верхней и нижней границ мощности полезного сигнала. Нижняя граница характеризует собственные шумы устройства, верхняя - уровень нелинейных искажений на выходе устройства. В работе принято верхнюю границу определять по параметру: «входная точка компрессии». Нижняя граница соответствует отношению сигнал/шум, равному 10, при мощности шума источника сигналов в полосе 10 МГц и согласовании по мощности между источником сигналов и устройством. В качестве диапазона рабочих частот, в котором проводится исследование, выбран диапазон GPS/GLONASS 1550 ... 1650 МГц с центральной частотой 1600 МГц. Технологическим базисом стала технология SiGe БиКМОП фирмы ИНР (Германия) с проектными нормами 0,25 мкм.

В таблицах 1 и 2 приведены результаты оценки ДД интегральных МШУ и смесителей соответственно.

Таблица 1

Параметры современных интегральных входных МШУ

№ п/п	Год публикации	ДД, дБ	Технология/метод линейаризации/входной сигнал	№ п/п	Год публикации	ДД, дБ	Технология/метод линейаризации/входной сигнал
1	2003	81,68	SiGe/КМП/НС	12	2008	97,74	КМОП/КМП/НС
2	2004	81,94	КМОП/КМП/НС	13	2008	48,48	SiGe/ЛООС/Дифф
3	2005	105	КМОП/КМП/НС	14	2008	91,84	КМОП/КМП/Дифф
4	2006	103	КМОП/КМП/НС	15	2009	84,34	КМОП/КМП/НС
5	2006	91,14	КМОП/КМП/НС	16	2010	81,34	КМОП/КМП/НС
6	2007	79,08	КМОП/КМП/НС	17	2011	81,14	КМОП/КМП/Дифф
7	2007	74,08	SiGe/ЛООС/НС	18	2011	97,51	SiGe/ЛООС/НС
8	2007	73,28	КМОП/КМП/НС	19	2012	78,94	КМОП/КМП/НС
9	2007	73,34	КМОП/КМП/НС	20	2012	84,34	КМОП/КМП/НС
10	2007	65,48	SiGe/ЛООС/НС	21	2017	78,3	SiGe/ЛООС/НС
11	2008	80,84	КМОП/КМП/НС				

В таблицах 1 и 2 приняты следующие обозначения: ЛООС - линейная отрицательная обратная связь; КМП - компенсация нелинейных искажений; НС - несимметричный входной сигнал; Дифф - дифференциальный входной сигнал.

Из сравнения данных табл. 1 и 2 следует, что при разработке современных интегральных МШУ и смесителей в интересующем нас диапазоне частот наибольшее распространение получили два метода увеличения линейности: компенсация нелинейных искажений и линейная отрицательная обратная связь.

Параметры современных интегральных смесителей

№ п/п	Год публикации	ДД, дБ	Технология/метод линеаризации/входной сигнал	№ п/п	Год публикации	ДД, дБ	Технология/метод линеаризации/входной сигнал
1	1997	87,84	SiGe/КМП/НС	6	2008	76,34	КМОП/КМП/НС
2	2004	74,18	SiGe/КМП/Дифф	7	2009	70,34	КМОП/КМП/НС
3	2005	61,98	SiGe/ЛООС/Дифф	8	2010	79,58	КМОП/КМП/Дифф
4	2006	80,04	SiGe/КМП/Дифф	9	2014	64,7	КМОП/КМП/НС
5	2007	69,68	КМОП/КМП/Дифф				

Во второй половине 60-х годов прошлого века осуществлялся переход от ламповой к твердотельной электронике. Несовершенство технологических процессов приводило к большому разбросу параметров активных элементов, что поставило вопрос о способах уменьшения чувствительности коэффициентов передачи устройств к отклонениям характеристик элементов. Наиболее остро эта проблема касалась измерительной техники и здесь, в качестве решения, были предложены структурные методы [Волгин, Туз]. Они были направлены на уменьшение методической погрешности преобразования сигналов в подсистемах путем введения структурной избыточности в систему.

Нелинейность может трактоваться как изменение коэффициента усиления под действием входного сигнала. Следовательно, возможно использование структурных методов уменьшения методической погрешности и для подавления нелинейных искажений. Методы предполагают введение разной степени избыточности в систему, и на практике наибольшее применение нашли двухканальные структурные схемы с аддитивной коррекцией методической погрешности. В современной литературе структурные схемы такого типа стали именоваться структурными схемами с нулевой чувствительностью (НУЧ). Таким образом, структурный метод увеличения линейности - это подавление нелинейных искажений подсистем путем построения системы по структурным схемам с нулевой чувствительностью. Последние состоят из идентичных базовых элементов (БЭ), аттенюаторов, сумматоров и связей между ними.

Второй раздел посвящен постановке задачи сравнительного анализа и выбору схемы МШУ, которая в дальнейшем будет использована в качестве базового элемента при реализации структурных схем усилителей. Проведен анализ линейных свойств дифференциального каскада и двух вариантов его линеаризации. Линеаризованные схемы используются в 4 разделе для построения смесителей на основе ячейки Джильберта. Исследованы схемотехнические решения в схемах МШУ с широкополосным согласованием по входу, что позволило сформировать две библиотеки элементов структурных схем в виде простейших каскадов: сумматоров и БЭ-в. Используя эти библиотеки, особенности построения структурных схем с нулевой чувствительностью, а также то обстоятельство, что ячейку Джильберта

можно представить как отдельный элемент структурной схемы, был разработан метод реализации усилителей и смесителей. Приведено несколько примеров реализации.

В результате анализа данных табл. 1 были выявлены схемы МШУ (№ 2, 6, 11, 12, 14, 15), обладающие широкополосным согласованием по входу и одними из лучших значений ДД. Для выбора одной из них в качестве БЭ была проведена оценка границ ДД. Исследованы 7 схем МШУ: 4 на МОП-транзисторах взяты из литературы (представлены на рис. 3) и 3 на биполярных транзисторах, сделанных по аналогии.

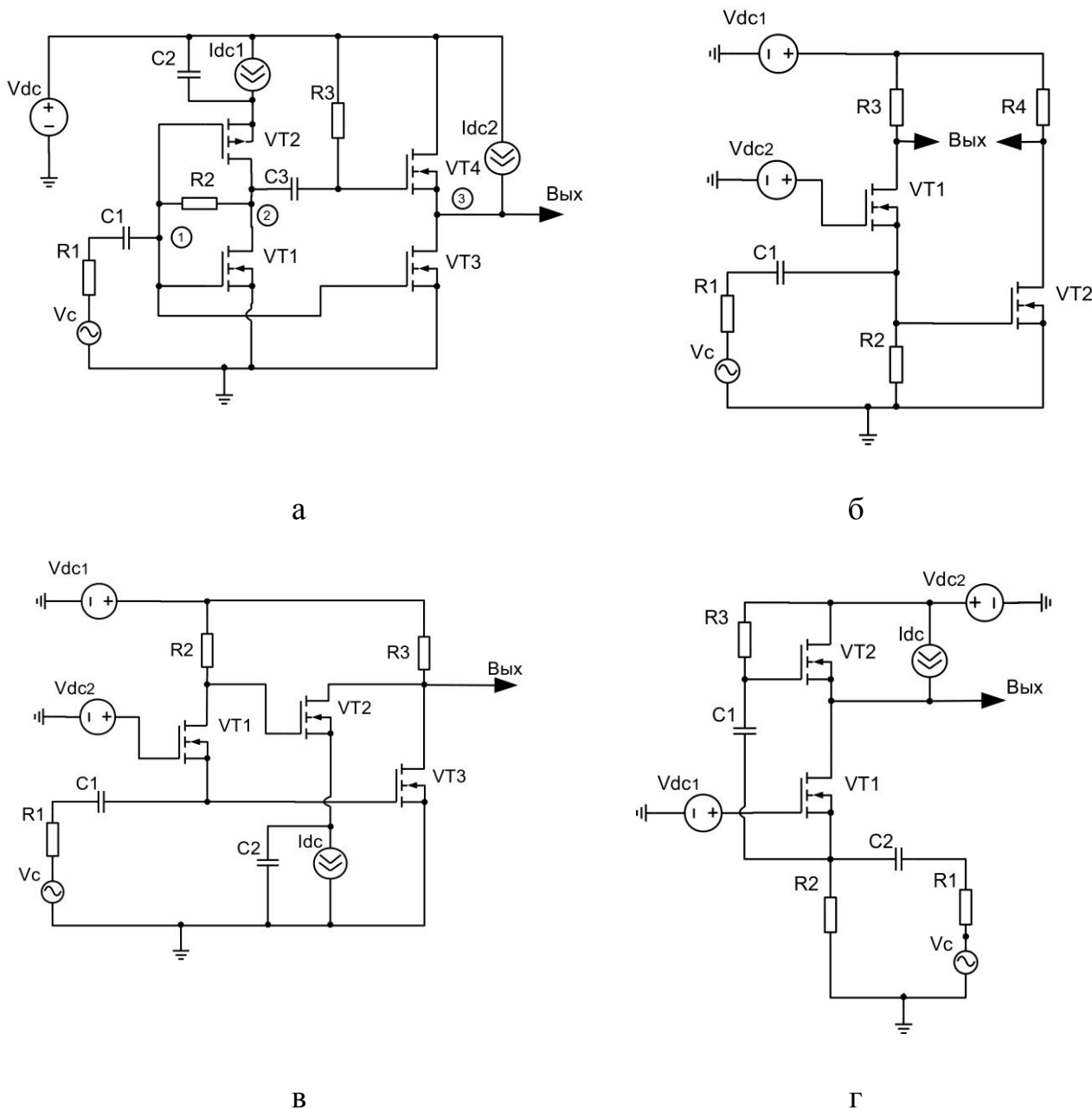


Рис. 2 Принципиальные электрические схемы МШУ с широкополосным согласованием по входу на МОП - транзисторах: а - схема № 1; б - схема № 2; в - схема № 3; г - схема № 4

На рис. 3,а представлена упрощенная схема МШУ №1 (рис. 2,а): емкости в рабочем диапазоне частот считаем короткозамкнутыми, усилитель «А» реализован на

транзисторах VT3 и VT4, сумматор реализуется на транзисторе VT4.

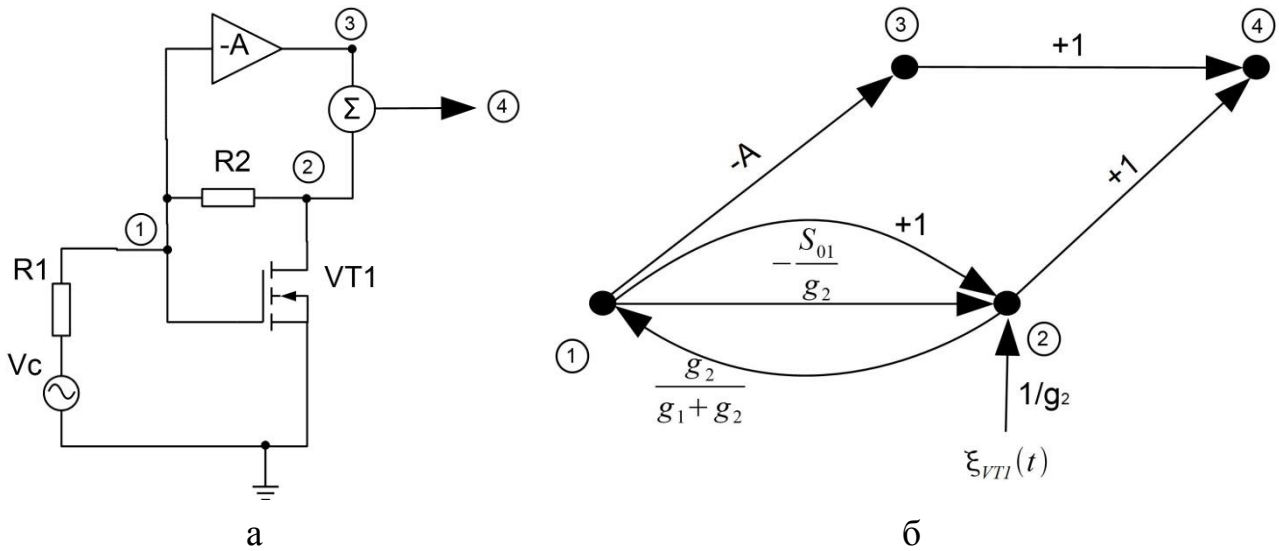


Рис. 3 Упрощенное представление схемы МШУ №1 (а) и сигнальный граф (б)

Нелинейные искажения входного транзистора VT1 содержатся в его выходном токе и описываются с помощью генератора искажений $\xi_{VT1}(t)$. Из представленного на рис. 3,б сигнального графа следует, что нелинейные искажения входного транзистора VT1 поступают на выходной узел 4 по двум путям. Первый образован прямой передачей $\xi_{VT1}(t)$ на выход, поскольку со стороны затвора транзистор VT4 представляет собой истоковый повторитель. Второй путь состоит из делителя напряжения на резисторе отрицательной обратной связи R2 и выходного сопротивления источника сигнала (R1, рис. 3,а), а также усилителя «А».

Коэффициент передачи искажений $\xi_{VT1}(t)$ на выход (узел 4, рис.3,б):

$$T = \left[\frac{1}{g_2} + \frac{1}{g_2} \frac{g_2}{(g_1+g_2)} (-A) \right] / \left(1 - \frac{(g_2 - S_{01})g_2}{g_2(g_1+g_2)} \right) = \frac{(g_1/g_2) + 1 - A}{g_1 + S_{01}}$$

Найдем соотношение, при котором он будет равен нулю:

$$(g_1/g_2) + 1 - A = 0 \Rightarrow A = 1 + \frac{g_1}{g_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Проведенный анализ упрощенной схемы МШУ №1 позволяет сделать несколько заключений. Первое заключение состоит в том, что дополнительный канал передачи предназначен для прохождения нелинейных искажений. Второе, для компенсации нелинейных искажений транзистора VT1 не используются нелинейные искажения других элементов схемы. Это позволяет идентифицировать тип компенсации как «самокомпенсация». Третье, канал передачи нелинейных искажений (канал компенсации) формируется с помощью выходного сопротивления источника сигнала. Сформулированные заключения справедливы для всех 7 исследованных схем. Общий коэффициент передачи полезного сигнала, при соблюдении условий компенсации, будет положительным.

В табл. 3 представлены результаты анализа ДД схем МШУ с широкополосным согласованием по входу. В табл. 3 приняты обозначения: ДД – динамический диапазон схем с каналом компенсации; ДД_{БЕЗ.КОМП} – динамический диапазон схем без канала компенсации. Коэффициент усиления по напряжению схем без канала компенсации составлял 12 дБ (кроме схемы №1: 7 дБ). Параметры схем с каналом компенсации выбраны таким образом, что условия компенсации выполняются при общем коэффициенте передачи ~ 12дБ. Токи потребления схем с каналом компенсации и без него идентичны при одинаковом напряжении питания 3,2 В. Из данных таблицы 3 следует, схема № 2 обладает максимальными значениями ДД при реализации в базисе МОП и биполярных транзисторов.

Таблица 3

Динамический диапазон схем МШУ с широкополосным согласованием по входу

Схемы на МОП-транзисторах			Схемы на биполярных транзисторах		
№ схемы	ДД (дБ)	ДД _{БЕЗ.КОМП} (дБ)	№ схемы	ДД (дБ)	ДД _{БЕЗ.КОМП} (дБ)
1	94	82,6	5	64,5	62,2
2	96	80,3	6	80,5	77,8
3	82	76,8	7	76	61,9
4	95,3	94,8			

Задача сравнительного анализа состоит в поиске нехудших вариантов схем МШУ и смесителей путем сравнения их между собой по ряду показателей качества. В данной работе показатели качества, описывающие границы ДД – доминирующие. Сравнительный анализ проводим в два этапа. На первом выбираем схемы, нехудшие по паре показателей качества, описывающих ДД (коэффициент шума и точка компрессии). На втором этапе проводим сравнение по всем остальным показателям качества. Если в итоговом множестве схем окажется хотя бы одна, полученная с помощью структурного метода, то делаем заключение об эффективности последнего при расширении динамического диапазона.

Для реализации структурных схем выберем *две схемы* базового элемента. Первая обладает максимальным значением динамического диапазона, вторая схема получается путем упрощения первой: убираем элементы, обеспечивающие компенсацию нелинейных искажений. Это позволит более полно оценить выигрыш от объединения базовых элементов в структурную схему. Также вторая схема выступает в качестве «эталона» на первом этапе сравнительного анализа: схемы, границы ДД которых хуже чем у «эталонной», считаем худшими. В качестве схемы базового усилителя выбрана схема на рис. 2,б, «эталонная» схема получена путем удаления канала компенсации нелинейных искажений (элементы VT2, R4). В случае смесителей «эталонной» схемой выступает схема смесителя Джилберта, поскольку

во всех представленных в табл. 2 смесителях используется транзисторный квартет (ячейка Джилберта).

Переход к БЭ типа *простейший каскад* начинаем с формирования библиотек электрических эквивалентов сумматоров и базовых элементов. На рис. 4 - 6 представлены схемы электрических эквивалентов сумматоров. Сумматоры на входе устройства (см. рис. 4) должны слабо влиять на входное согласование. Выходные сумматоры (см. рис.5) также выполняют функцию нагрузки. Универсальные (см. рис. 6) могут использоваться как на входе, так и на выходе, в первом случае они будут определять входной импеданс. На рис. 7 представлены электрические эквиваленты базовых элементов для дифференциального входного сигнала.

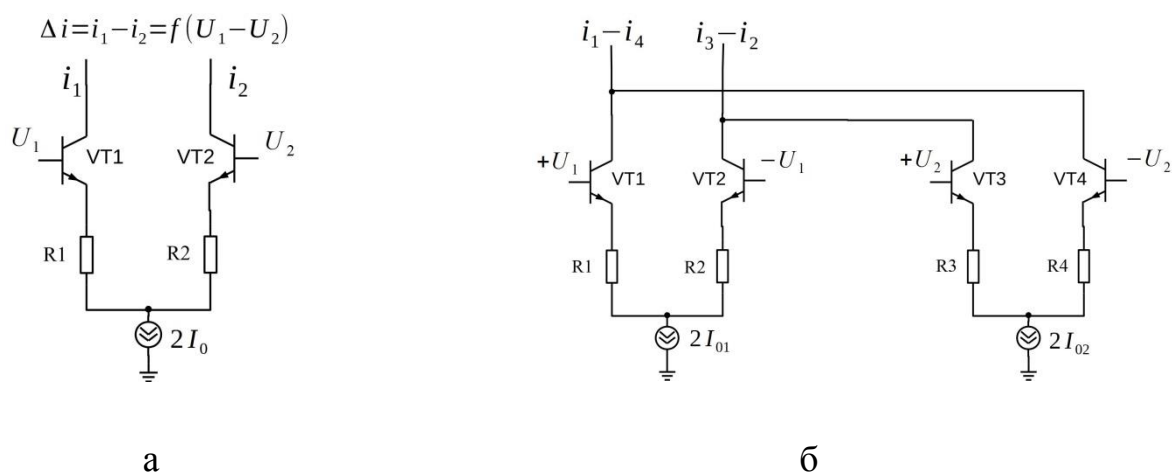


Рис. 4 Электрические схемы входных сумматоров: а - сложение однополярных сигналов; б - сложение дифференциальных сигналов

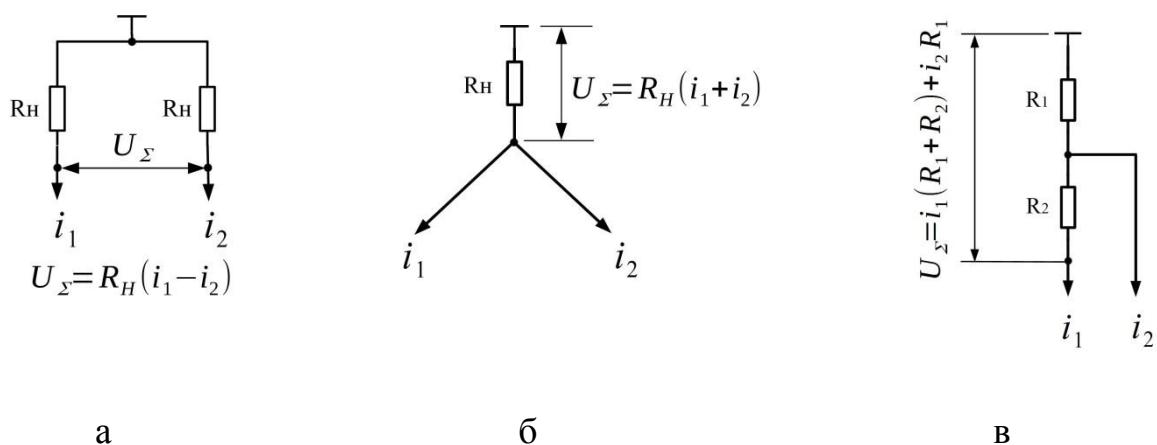


Рис. 5 Электрические схемы выходных сумматоров, в которых результат суммирования - напряжение U_{Σ} относительно источника питания: а - два коллекторных резистора; б - один резистор; в - коллекторное сопротивление, разделенное на две части

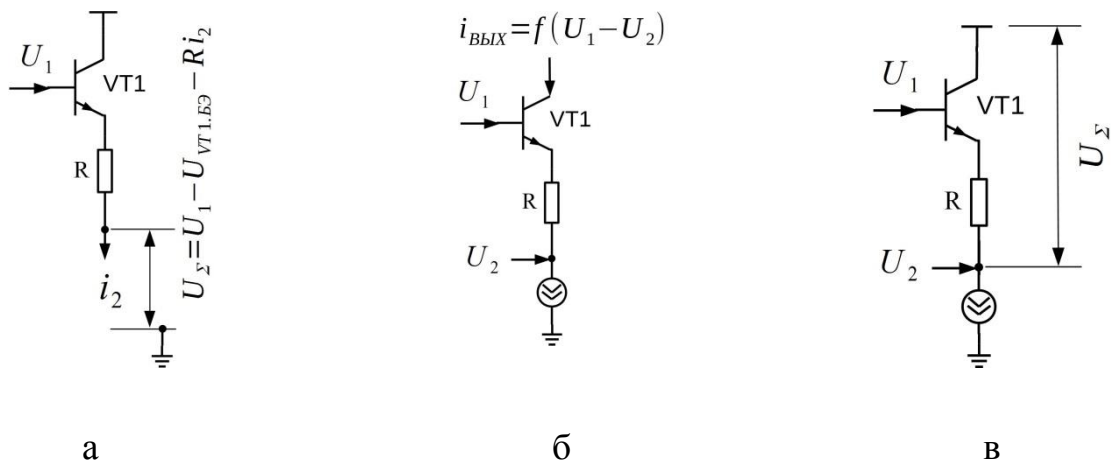


Рис. 6 Электрические схемы универсальных сумматоров: а — суммируются напряжение U_1 и ток i_2 ; б, в — суммируются напряжения U_1 и U_2

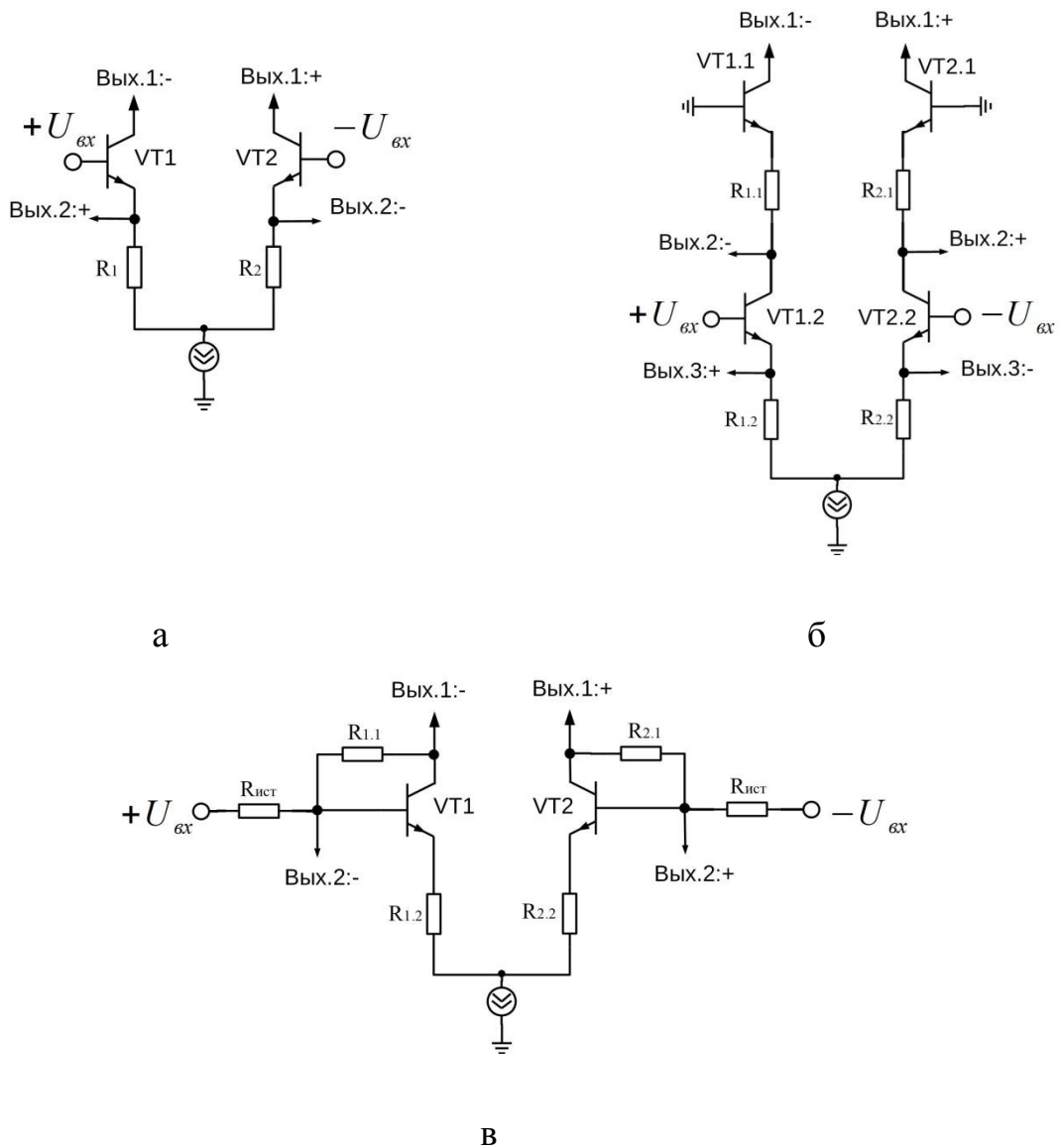


Рис. 7 Электрические схемы БЭ в виде дифференциальных простейших каскадов: а - каскад с резисторами ООС; б - каскад типа ОЭ-ОБ; в - каскад с двумя контурами ООС

В отдельной библиотеке электрических эквивалентов аттенуаторов необходимости нет. В структурных схемах с нулевой чувствительностью полезный сигнал используется в качестве эталона: сигнал с выхода основного БЭ приводится к уровню входного с помощью аттенуатора $1/K_0$ (где K_0 – номинальный коэффициент передачи основного БЭ). Поскольку в БЭ типа простейший каскад нам необходимо скомпенсировать нелинейные искажения входных транзисторов (VT1 и VT2, см. рис.7), то применим прием, используемый в исследованных схемах МШУ с широкополосным согласованием по входу. А именно: организуем в БЭ два выхода. Первый используется для формирования канала передачи сигнала, второй - для формирования канала компенсации. Первый выход - это открытый коллектор («Вых.1:-» и «Вых.1:+», см. рис.7), к которому будут подключаться выходные сумматоры или нагрузка. Ко второму («Вых.2:-» и «Вых.2:+», см. рис.7) - универсальные или входные сумматоры. Таким образом, коэффициент передачи на второй выход БЭ меньше 1, и аттенуатор $1/K_0$ фактически включен в состав БЭ.

Метод реализации на основе БЭ типа простейший каскад включает четыре основных этапа.

1. Преобразование структурной схемы. Из структурной схемы убирается аттенуатор $1/K_0$, поскольку он включен в состав БЭ. В явном виде производится разделение каналов передачи сигнала и компенсации.

2. Подстановка вместо элементов преобразованной структурной схемы их электрических эквивалентов (рис. 4 - 7).

3. Поиск условий компенсации с учетом типа структурной схемы и информация об узле в структурной схеме, где происходит компенсация.

4. Выбор рабочей точки и расчет номиналов элементов.

Представим смеситель Джилберта в виде блок-схемы, состоящей из трех частей (рис. 8): входного преобразователя напряжение - ток (ПНТ), транзисторного квартета (ТК) и нагрузки. Нетрудно заметить, что схемам первой и третьей частей соответствуют схемы БЭ (см. рис. 7,а) и выходного сумматора (см. рис. 5,а). Эффект преобразования частоты достигается во второй части смесителя, куда, с одной стороны, поступает преобразованный в переменный ток полезный сигнал, а с другой - подается переменное напряжение гетеродина.

Подход к реализации структурных схем с нулевой чувствительностью для получения схем смесителей аналогичен усилителям. Появляется дополнительный шаг в преобразовании структурной схемы: в структурную схему вводятся символы транзисторных квартетов. Собственными искажениями ТК можно пренебречь, поскольку считаем, что при большой амплитуде гетеродина ($> 250\text{мВ}$) они работают как ключи.

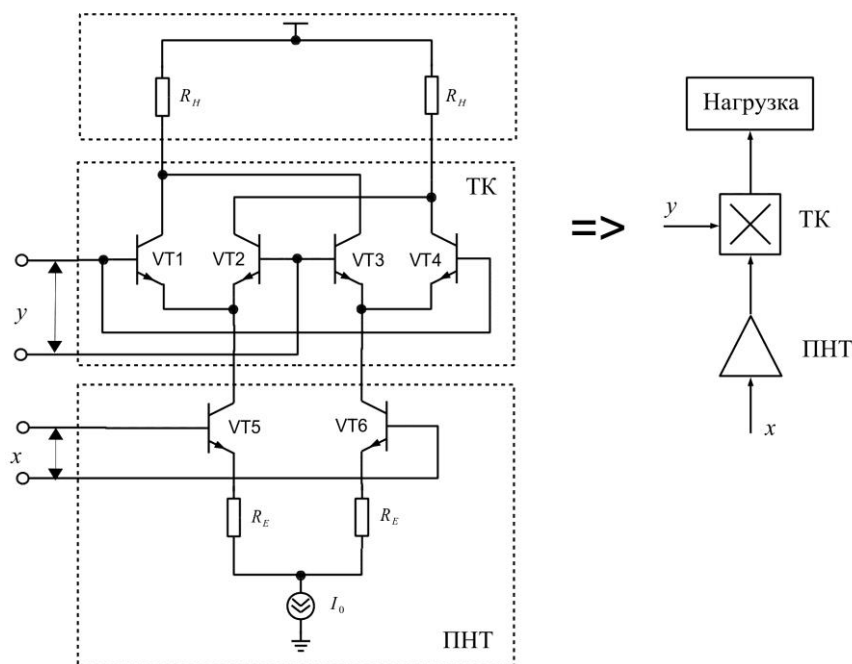


Рис. 8 Блок-схема смесителя Джилберта

Третий раздел посвящен сравнительному анализу интегральных МШУ. Сформировано множество допустимых структурных схем, получены условия компенсации нелинейных искажений и выражения коэффициентов передачи и шума. Проводится реализация отобранных структурных схем с использованием БЭ двух типов. Глава завершается проведением сравнительного анализа с помощью алгоритма многокритериального выбора и набора показателей качества, полученного в результате моделирования реализованных схем.

Исходное множество структурных схем сформировано из литературных источников. Для усечения исходного множества до множества допустимых структурных схем был выбран следующий набор условий: отсутствие в структурных схемах отрицательной обратной связи, отсутствие сумматоров на входе и количество БЭ не больше трех. В результате множество состояло из трех структурных схем: схема № 1 на рис.9,а, схема № 2 на рис.9,б и схема № 3 на рис.9,в.

Для реализованных схем введена следующая система обозначения.

Первая цифра соответствует типу БЭ: 1 — усилитель с компенсацией (см. рис. 2,б); 2 — «эталонный» усилитель; 3 — простейший каскад.

Вторая цифра соответствует реализованной структурной схеме: 1 - структурная схема № 1 (см. рис.9,а); 2 - структурная схема № 2 (см. рис.9,б); 3 - структурная схема № 3 (см. рис.9,в).

Третья цифра соответствует варианту реализации.

Буква «Д» обозначает, что на входе действует дифференциальный сигнал.

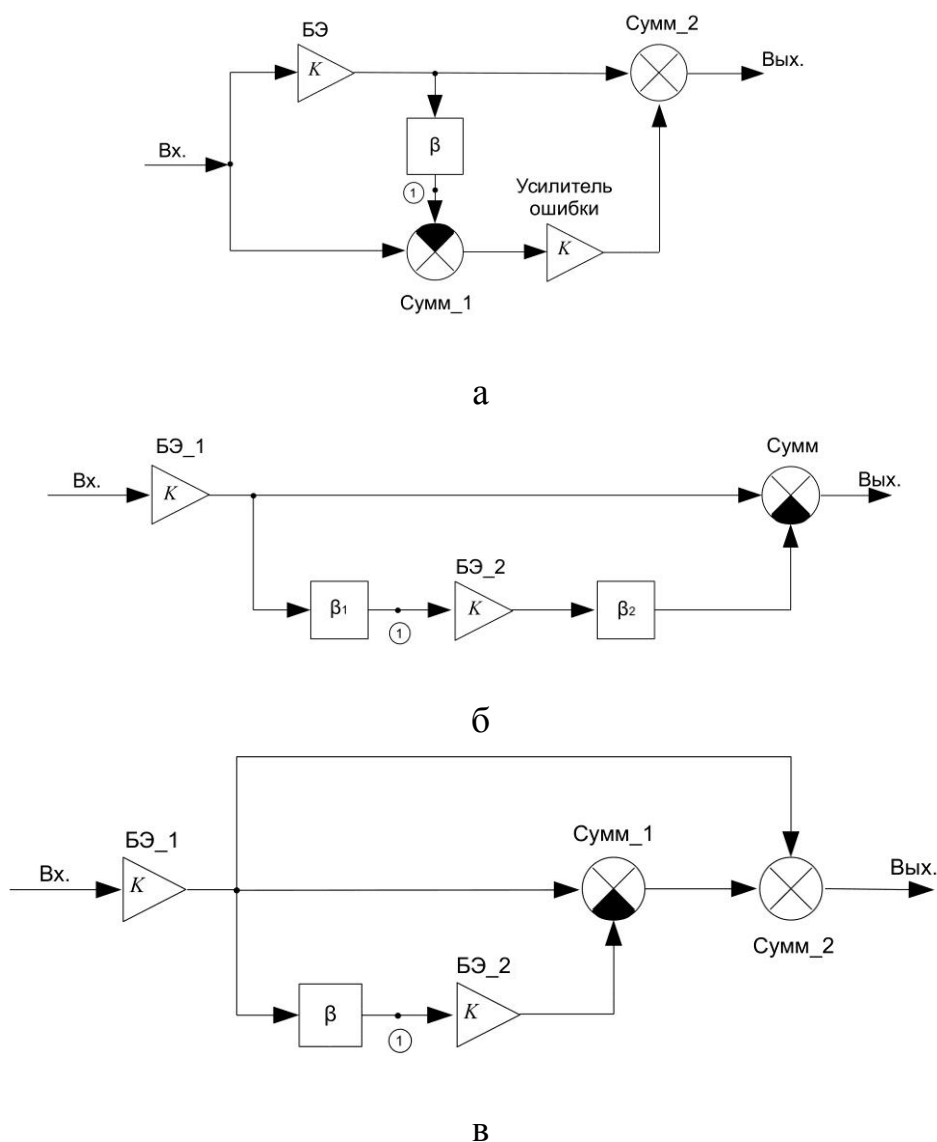


Рис. 9 Множество допустимых структурных схем МШУ: а - схема № 1 («со связью вперед»); б - схема № 2; в - схема № 3

Все схемы из набора были промоделированы в пакете сквозного проектирования фирмы CADENCE (США) на частоте 1,6 ГГц. Результаты моделирования представлены в табл. 4: № 1 - схема БЭ (см. рис.2,б); № 2 - «эталонная» схема. При моделировании получили следующие показатели качества: $I_{\text{ПОТ}}$ - ток потребления (показатель качества №4, ПК4); $K_{\text{УС.ОБЩ}}$ - коэффициент усиления по напряжению (ПК5); $CP_{1\text{дБ}}$ - точка компрессии по входу (ПК1); $IP3$ - точка интермодуляционных искажений третьего порядка по входу (ПК2); $K_{\text{Ш}}$ - коэффициент шума (ПК3); Δ_{Σ} - суммарная чувствительность к изменениям температуры, напряжения питания, индуктивности между контактной площадкой земляного вывода и выводом корпуса, технологического процесса (ПК6).

На первом этапе сравнительного анализа получили несколько Парето-слоев, последний из которых включает в себя «эталонную» схему БЭ:

$\Omega_{\text{ДД}} = \Omega_{\text{Д}} / \{\text{ПК1}, \text{ПК3}\} = \langle \{\text{№1}, \text{№323}\}, \{\text{№317Д}, \text{№324}, \text{№316Д}, \text{№311}\}, \{\text{№131}, \text{№315Д}, \text{№314}, \text{№313}, \text{№2}\} \rangle$.

На втором шаге для каждого варианта ищем пересечение множеств-локаторов по всем остальным показателям качества (ПК2, ПК4, ПК5, ПК6). Итоговая область решений:

$$\Omega_{\text{ОПТ}} = \Omega_{\text{ДД}} / \{\text{ПК2, ПК4, ПК5, ПК6}\} = \langle \{\text{№1, №311, 313, 314, №317Д, №324}\} \rangle.$$

Таблица 4

Результаты моделирования набора схем МШУ

Обозначение схемы	$I_{\text{ПТОГ}}$ (мА)	$K_{\text{УС.ОБЩ}}$ (дБ)	$СР_{1\text{дБ}}$ (дБм)	ПРЗ (дБм)	$K_{\text{Ш}}$ (дБ)	Δ_{Σ} (%)	ДД (дБ)
№ 1	3,17	13,9	2,97	4,62	5,4	21,4	91,6
№ 111	78	12,2	1,94	14,9	20,8	2,9	75,2
№ 121	34,8	8,2	0,6	7,6	15,8	13,6	74,8
№ 131	50,8	10,08	1	6,8	12,2	34,5	78,8
№ 2	1,63	8,77	-9,4	0,79	5,54	4,6	79,1
№ 211	10,6	10,9	0,12	-0,24	16,8	7,3	77,3
№ 221	11,3	6,3	-9,4	0,97	17,1	7,4	67,2
№ 231	21	8,93	-9,4	0,78	15,75	6,5	67,5
№ 311	4,885	13,6	-8,3	2,28	5,1	8,9	80,6
№ 312	4,89	15,3	-9,4	0,9	5,42	10,2	79,2
№ 313	4,89	6,5	-3,3	8,64	8,7	4,0	82
№ 314	4,93	13,5	-1,89	8,7	9,19	7,5	82,9
№ 315Д	9,8	8,0	0,62	12,53	11,09	3,0	83,5
№ 316Д	6,52	11,11	-4,43	4,91	5,42	6,1	84,1
№ 317Д	6,52	13,73	1,47	5,5	6,62	3,5	88,8
№ 318Д	9,37	7,18	0,19	3,62	12,36	3,7	81,8
№ 321Д	6,52	6,19	-7,69	3,59	11,1	3,6	75,2
№ 322Д	6,52	9,93	-8,32	2,66	11,14	4,2	74,52
№ 323	3,22	11,23	-1,99	5,07	4,92	31,7	87,1
№ 324	3,22	18,03	0,42	6,52	6,46	26,4	87,9
№ 331Д	4,89	7,49	-13,96	-4,25	13,8	4,0	66,2

В итоговой области содержатся схемы, полученные с помощью метода компенсации и структурного метода увеличения линейности, что означает эффективность последнего при разработке интегральных МШУ.

На рис. 10 представлены упрощенные электрические схемы МШУ с расширенным динамическим диапазоном, на которые были получены патенты. В схеме на рис. 10,а: основной базовый элемент состоит из VT2, VT3, R2, R3; первый сумматор и усилитель ошибки собран на элементах VT1, R1; выходной сумматор состоит из резисторов R4.1, R4.2. В схеме на рис. 10,б: основной БЭ состоит из VT3, VT4, R3,

R4; первый сумматор и усилитель ошибки реализованы на элементах VT1, VT2, R1, R2; выходной смеситель собран на резисторах R5.1, R5.2, R6.1, R6.2.

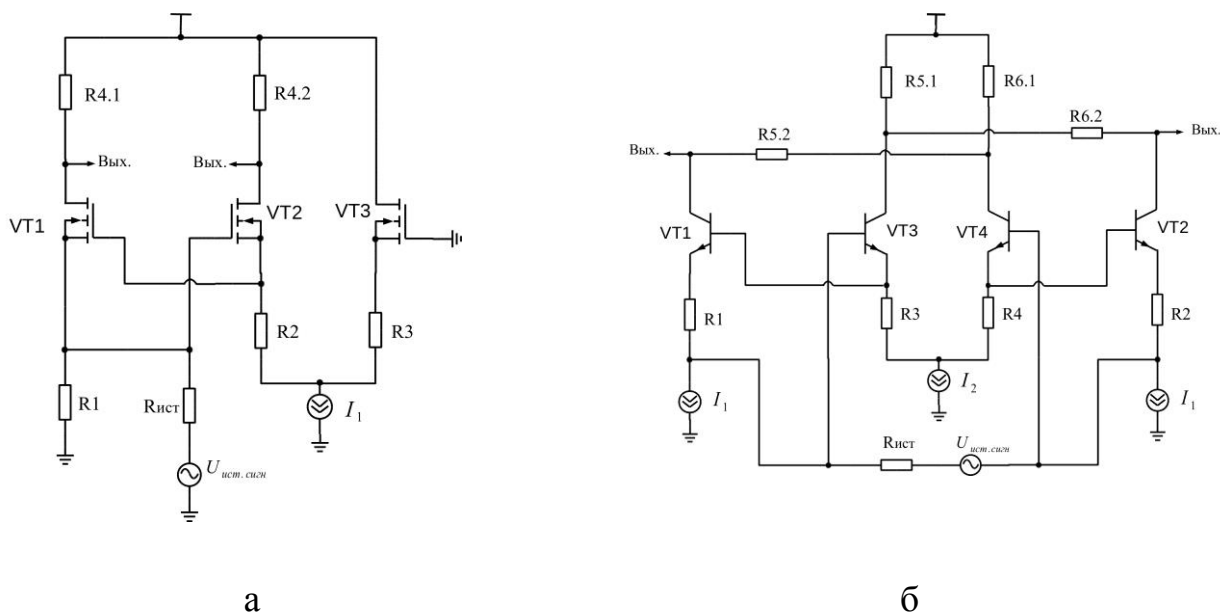


Рис. 10 Упрощенные электрические схемы МШУ: а - схема № 314; б - схема № 317Д

Четвертый раздел посвящен сравнительному анализу смесителей, построенных на основе ячейки Джилберта.

Формирование множества допустимых структурных схем смесителей осуществлялось аналогично структурным схемам усилителей - в результате анализа литературных данных и наложения ограничений. В отличие от структурных схем усилителей, здесь использовалось только одно ограничение: количество БЭ должно быть не более трех. Отказ от двух других ограничений связан с особенностями смесителей. Коэффициент преобразования последних редко достигает более 6 дБ, поэтому не так остро стоит проблема обеспечения устойчивости. В этой связи можно отказаться от требования отсутствия в структурной схеме обратных связей. Менее жесткие требования к величинам коэффициента шума позволяют рассматривать структурные схемы, в которых присутствует сумматор на входе. В итоге множество допустимых структурных схем состояло из 6 схем.

Моделирование проводилось при следующих условиях: частота входного сигнала 1,6 ГГц, частота гетеродина 1,62 ГГц, промежуточная частота 20 МГц. Результаты моделирования и расчета ДД представлены в табл. 5.

Обозначение вариантов схем в табл. 5 расшифровывается следующим образом:

БС - базовый смеситель Джилберта;

СК - смеситель, линеаризованный с помощью метода компенсации, следующая цифра означает вариант компенсации;

Б - реализация структурной схемы, где в качестве базового элемента выступает смеситель Джилберта, следующая цифра обозначает вариант реализуемой структуры

смесителя на рис.11;

№ — реализация структурных схем смесителей, где в качестве базового элемента выступает простейший каскад с открытым коллектором, следующим номером обозначается номер реализованной структурной схемы.

Таблица 5

Результаты моделирования интегральных смесителей

Обозначение схемы	$I_{\text{пот}}$ (мА)	$K_{\text{ПР}}$ (дБ)	$СР_{1\text{дБ}}$ (дБм)	ПРЗ (дБм)	$K_{\text{Ш}}$ (дБ)	Δ_{Σ} (%)	ДД (дБ)
БС	5,7	5,6	-2,94	10,2	14,3	1,2	76,7
СК1	7,03	1,45	0,7	14,04	18,9	4,8	75,8
СК2	8,42	7,13	-0,32	11,64	15,6	6,5	78,1
Б5	84,4	5,2	6,5	15,64	22,45	20,3	78
Б6	135	5,2	6,9	16,8	36,6	20,3	64,3
№ 1	11,26	1,05	-2,66	10,92	19,46	3,9	71,8
№ 2	8,48	5,9	-9,1	1,69	17,4	5,8	67,5
№ 3	16,88	6,81	-2	9,42	18,26	6,4	73,7
№ 4	14,52	3,81	1,58	5	15,01	4	80,6
№ 5	14,54	7,8	-4	9,67	14,65	2,1	75,3
№ 6	16,84	3,09	-5,02	3,61	20,09	22,1	68,9

Результат сравнительного анализа:

$$\Omega_{\text{опт}} = \Omega_{\text{дд}} / \{\text{ПК2, ПК4, ПК5, ПК6}\} = \{ \text{Б5, Б6, БС, СК1, СК2, №5} \}.$$

Итоговая область решений содержит варианты, являющиеся реализацией структурных схем. Последнее означает, что структурный метод эффективен при разработке интегральных смесителей на основе ячейки Джилберта.

Пятый раздел посвящен описанию результатов исследований автора, внедренных в производство.

Теоретические исследования автора нашли подтверждение в ряде практических работ:

- для СБИС приемопередающего тракта К5200МХ014 разработаны следующие блоки: входной МШУ и первый смеситель приемника;
- разработан и внедрен преобразователь частоты УВЧ - диапазона со встроенным синтезатором (1327НС015), в основе которого лежит одна из схем с компенсацией нелинейных искажений, рассмотренная в настоящей работе.

Заключение

На основе проведенных в работе исследований можно сформулировать следующие выводы.

1. Исследовано применение структурного метода увеличения линейности для разработки входных блоков интегральных приемников: МШУ и смесителей на основе ячейки Джильберта. Получены оценки эффективности применения структурного метода по сравнению с методом компенсации. Показано, что структурный метод увеличения линейности позволяет получать схемы, обладающие стабильностью характеристик, близкой к схемам с линейной отрицательной обратной связью. Отмечено более эффективное подавление нелинейных искажений в схемах, построенных с помощью структурного метода, относительно схем, реализующих метод компенсации.

2. Проведено исследование динамического диапазона перспективного класса МШУ с широкополосным согласованием по входу, которое показало, что происходит самокомпенсация нелинейных искажений транзистора, подключенного к источнику сигнала. Определено также, что при компенсации нелинейных искажений происходит расширение динамического диапазона на 4 ... 6 и на 2 ... 4 дБ у схем на МОП – и биполярных транзисторах соответственно. В исследованном диапазоне частот схемы на МОП – транзисторах превосходят схемы на биполярном транзисторе по величине динамического диапазона на 15 ... 20 дБ.

3. Проведена систематизация схемотехнических решений в МШУ с широкополосным согласованием по входу. Разработаны библиотеки сумматоров и базовых элементов, представляющие собой простейшие каскады.

4. С помощью разработанных библиотек базовых элементов и сумматоров, а также предложенного метода реализации структурных схем с нулевой чувствительностью синтезирован ряд схем МШУ и активных смесителей.

5. Показано, что в полученных схемах нижняя граница динамического диапазона всегда увеличивается, но при этом происходит расширение самого динамического диапазона на 9,7 дБ (МШУ, схема № 317Д) и на 3,9 дБ (смеситель, схема № 4) относительно эталонных схем. При этом ток увеличивается в 4 и 2,6 раза для схем МШУ и смесителей соответственно, пропорционально количеству базовых элементов.

6. Проведено согласование результатов моделирования и эксперимента для предложенных в работе схем, что позволяет рекомендовать исследованный в данной работе структурный метод увеличения линейности при разработке блоков аналоговых интегральных микросхем.

Практическое применение результатов диссертационной работы рекомендуется при разработке следующих блоков.

1. Входных МШУ с широкополосным согласованием по входу - исследованные в работе схемы МШУ обладают одним из лучших значений динамического диапазона.

2. Активных смесителей на основе ячейки Джилберта, полученных в результате структурного метода увеличения линейности. Данные смесители обеспечивают увеличение линейности и при этом обладают относительно низкой чувствительностью к изменениям внешней среды.

3. Предложенный в работе метод реализации структурных схем с нулевой чувствительностью на основе базовых элементов в виде простейших каскадов позволяет проектировать МШУ и смесители на основе ячейки Джилберта с расширенным динамическим диапазоном.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ АВТОРА ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в изданиях, входящих в перечень ВАК

1. Бычков, М. С. Структурный метод увеличения линейности на примере линеаризации дифференциального каскада / М. С. Бычков // Радиотехника. - 2018. - № 8. - С. 192 – 196.

2. Бычков, М. С. Методика реализации структурных схем с нулевой чувствительностью / М. С. Бычков // Радиотехника. - 2016. - № 11. - С. 46 – 53.

3. Бычков, М. С. Широкополосный СВЧ формирователь квадратурных каналов в интегральном исполнении / М. С. Бычков // Радиотехника. - 2010. - № 6. - С. 54 - 56.

Патенты на полезные модели

4. Патент РФ на полезную модель №164172. Интегральный усилитель с расширенным динамическим диапазоном / Бычков, М. С.; заявл. 10.02.2016; опубл. 03.08.2016.

5. Патент РФ на полезную модель №163275. Интегральный дифференциальный малошумящий усилитель с расширенным динамическим диапазоном / Бычков, М. С.; заявл. 10.02.2016; опубл. 22.06.2016.

6. Патент РФ на полезную модель №162893. Активный смеситель с широким динамическим диапазоном / Бычков, М. С., Богатырев, Е. А.; заявл. 24.02.2016; опубл. 08.06.2016.

7. Патент РФ на полезную модель №162892. Активный смеситель с повышенной линейностью / Бычков, М. С.; заявл. 24.02.2016; опубл. 08.06.2016.

Публикации в материалах конференций

8. Бычков, М. С. Сравнительный анализ схемотехнических решений интегральных транзисторных смесителей с повышенной линейностью по сигнальному входу / Е. А. Богатырев, М. С. Бычков // Тр. РНТОРЭС им. А. С. Попова «65-я научная сессия, посвященная дню радио». - 2010. - С. 257 - 259.

9. Бычков, М. С. Современные способы повышения показателей качества интегральных полупроводниковых СВЧ-устройств / М. С. Бычков // Радиотехника, электротехника и энергетика: 15-я Междунар. науч.-техн. конф.

студентов и аспирантов: тез. докл. Т. 1. - М.: Издательский дом МЭИ. - 2009. - С. 56 - 57.

10. Бычков, М. С. Сравнительный анализ схемотехнических решений интегральных транзисторных смесителей / М. С. Бычков, Д. А. Корнев // 16-я Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: тез. докл. Т. 1. - М.: Издательский дом МЭИ. - 2010. - С. 65 - 66.

11. Бычков, М. С. Исследование динамического диапазона малошумящих широкополосных усилителей / М. С. Бычков // 17-я Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: тез. докл. Т. 1. - М.: Издательский дом МЭИ. - 2011. - С. 62 - 63.

12. Бычков, М. С. Сопоставительный анализ схем интегральных смесителей с расширенным динамическим диапазоном / М. С. Бычков // Электроника, микро- и наноэлектроника: сб. науч. тр. - М.: НИЯМУ МИФИ. - 2011. - С. 219 - 222.

13. Бычков, М. С. Входное устройство приемника сверхширокополосных сигналов / М. С. Бычков, А. Г. Чернокалов, А. А. Чернокалов // Тр. 54-й научной конференции МФТИ «Проблемы фундаментальных и прикладных естественных и научных работ в современном информационном обществе». - 2011. - С. 129 - 132.

14. Бычков, М. С. Разработка монолитной интегральной схемы приемника с фазовращателем в цепи гетеродина / М. С. Бычков, И. И. Мухин, В. В. Репин // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012: сб. тр. / под общ. ред. академ. РАН А.Л. Стемпковского. - М.: ИППМ РАН. - 2012. - С. 320 - 323.

15. Бычков, М. С. Проектирование пассивных элементов для монолитных кремниевых СВЧ ИС / М. С. Бычков, В. В. Елесин, И. И. Мухин, Г. Н. Назарова, Н. А. Усачев // Электроника, микро- и наноэлектроника: сб. науч. тр. - 2009. - С. 45 - 56.

16. Бычков, М. С. Реализация кремний-германиевых широкополосных радиоканалов и их фрагментов в диапазоне частот до 4 ГГц / М. С. Бычков, В. Н. Павлов, В. В. Репин // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА: материалы науч.-техн. конф. - М.: МНТОРЭС им. Попова. - 2013. - С. 112 - 115.

17. Бычков, М. С. Результаты ОКР по созданию МИС разного назначения в базисе SiGe БиКМОП технологии / М. С. Бычков, Л. П. Ионов, Р. С. Шебардин // Юбилейная науч.-техн. конф. «СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА. 70 ЛЕТ РАЗВИТИЯ». Твердотельная СВЧ-электроника: тез. докл. - 2013. - С. 28.

18. Бычков, М. С. Оценка эффективности структурного метода на примере проектирования интегральных смесителей / Е. А. Богатырев, М. С. Бычков // Труды РНТОРЭС имени А. С. Попова «71-я научная сессия, посвященная дню радио». - 2016. - Т. 1. - С. 387 - 392.

19. Бычков, М. С. Структурный метод расширения динамического диапазона интегральных МШУ / Е. А. Богатырев, М. С. Бычков // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и коммуникационные технологии» (КрыМиКо`2016). - 2016. - Т. 2. - С. 240 - 246.