

Балашов Евгений Владимирович

**Синтез и реализация интегральных КМОП малошумящих усилителей
диапазона УВЧ и СВЧ**

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени кандидата
технических наук

Работа выполнена в государственном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет»

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор *Коротков Александр Станиславович*

Официальные оппоненты:

Томашевич Сергей Викторович, д.т.н., профессор, ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича».

Петров Андрей Юрьевич, к.т.н., ЗАО «Аргус-Спектр».

Ведущая организация:

ОАО «Российский институт радионавигации и времени».

Защита состоится 18 марта 2010 г. в 16.00 часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.01 в ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет» по адресу: 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, 29, II уч. корпус, ауд. 470.

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет».

Автореферат разослан 15 февраля 2010 г.

Ученый секретарь

диссертационного совета Д 212.229.01

доктор технических наук, профессор _____ Коротков А.С.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. В настоящее время с уменьшением длины канала МОП-транзистора частота единичного усиления по току f_T увеличилась до 30-60 ГГц, что сделало КМОП-технологии конкурентоспособной с технологиями на основе арсенида галлия и кремния/германия для проектирования радиочастотного тракта системы в диапазоне 1–20 ГГц. Как следствие, применение КМОП-технологии позволяет реализовать концепцию «система на кристалле (system-on-a-chip)», т.е. объединить на одном кристалле цифровую, аналоговую и высокочастотную части телекоммуникационной системы. Малошумящий усилитель (МШУ) является первым блоком радиоприемного тракта и определяет характеристики приемного устройства, в том числе коэффициент шума и коэффициент отражения. Реализация МШУ с использованием КМОП-технологии представляет сложную задачу, поскольку из-за большого входного сопротивления МОП-транзистора затруднено согласование с входной цепью.

Малошумящие усилители классифицируют на два основных класса: узкополосные – с полосами до 10-15% от средней частоты полосы пропускания и широкополосные – с полосами более 20%. Анализ литературы позволил заключить, что наиболее перспективной схемой узкополосного усилителя является структура с включением транзистора с общим истоком (ОИ) и отрицательной индуктивной последовательной обратной связью (ОС) по току. Данная структура позволяет реализовывать высокий коэффициент усиления (более 15 дБ) при низком коэффициенте шума (1–3 дБ) и малой потребляемой мощности (порядка 10 мВт) благодаря одновременному согласованию по шумам и по мощности. Подобная схема применяется в устройствах WLAN, GPS, GSM на частотах 2.4/5.2 ГГц, 1.5 ГГц, 0.9/1.8 ГГц соответственно. Основной задачей при синтезе усилителя является выбор параметров транзистора, обеспечивающих согласование по шумам и по мощности. Известные методики (Т.Н.Лее, В.А.Разави, С.Г.Лее, Н.З.Шварц) не учитывают паразитные элементы МОП-транзистора: емкость затвор-сток, сопротивление сток-исток. В транзисторах с длиной канала менее 0.8 мкм рабочая точка приближается к напряжению отпираания, что приводит к эффектам, связанным с появлением диффузионной составляющей тока стока. Для учета этих эффектов при проектировании усилителей в известных методиках используется эмпирический подход и подбор параметров транзистора с использованием многократного анализа схемы в программной среде моделирования.

Основной проблемой при реализации широкополосных МШУ является согласование импедансов усилителя и линии передачи по входу. Использование усилителей с

распределенным усилением затруднено из-за большой потребляемой мощности (десятки милливатт) и высокого коэффициента шума (более 8 дБ). Поэтому применение усилителей с сосредоточенным усилением является наиболее перспективным. Широкополосный малошумящий усилитель с сосредоточенным усилением строится на основе усилительного каскада, который обеспечивает согласование с источником сигнала в широкой полосе частот, и может строиться как на основе схемы с общим затвором (ОЗ), так и с ОИ с различными видами ОС. Анализ широкополосных малошумящих усилителей с сосредоточенным усилением, представленных в литературе (А.М.Niknejad, В.А.Razavi, В.Ф.Ламекин), не позволил выделить структуру, обеспечивающую высокий коэффициент усиления при широкой полосе согласования. Усилители с общим истоком применяются с параллельной резистивной обратной связью по напряжению или с индуктивной последовательной обратной связью по току и входной согласующей цепью. В первом случае из-за влияния паразитных емкостей рабочая полоса частот ограничена 4–5 ГГц, и даже при высокой потребляемой мощности – десятки милливатт – коэффициент шума составляет более 5 дБ. Во втором случае удастся добиться согласования в полосе частот более 10 ГГц. Однако согласующая цепь на кристалле занимает большую площадь и чувствительна к паразитным элементам, вносимым планарными индуктивностями. В широкополосных сосредоточенных усилителях может использоваться включение транзисторов по схеме с общим затвором, что позволяет реализовать МШУ с рабочей полосой более 10 ГГц. Однако ограничение, накладываемое на величину передаточной проводимости транзистора условиями согласования по входу, ограничивает значение коэффициента усиления значением 4–7 дБ. Использование усилителей с ОЗ с ОС позволяет повысить коэффициент усиления усилителя до 10–12 дБ за счет увеличения передаточной проводимости транзистора, однако это приводит к уменьшению рабочей полосы до нескольких гигагерц, что недостаточно для реализации усилителя в диапазоне сверхширокополосной радиосвязи (UWB) 3.1–10.6 ГГц.

Таким образом, в настоящее время актуальными являются задачи, связанные с развитием методик синтеза и схемотехники КМОП-малошумящих усилителей в диапазоне УВЧ и СВЧ с учетом паразитных эффектов: диффузионной составляющей тока стока, паразитной емкости затвор-исток и паразитных элементов планарных индуктивностей, а также выбор способа включения транзистора и вида обратной связи, обеспечивающих максимальный диапазон рабочих частот МШУ, минимизацию уровня шумов, нелинейных искажений и потребляемой мощности.

Цель диссертационной работы

Целью диссертационной работы является разработка методик синтеза малошумящих КМОП-усилителей радиочастотного диапазона с учетом короткоканальных эффектов в МОП-транзисторах, диффузионной составляющей тока стока и паразитных элементов МОП-транзисторов и планарных индуктивностей для уменьшения коэффициента шума, расширения рабочей полосы частот и уменьшения потребляемой мощности усилителей.

Задачи диссертационной работы

Для достижения поставленной цели в работе решались следующие **задачи**:

- развитие методики параметрического синтеза малошумящих усилителей с учетом короткоканальных эффектов, диффузионной составляющей тока стока и паразитных элементов МОП-транзисторов и планарных индуктивностей;
- разработка методики структурного синтеза однокаскадных малошумящих усилителей с частотно-независимыми обратными связями с использованием алгоритмов оптимизации по критериям минимизации числа элементов, максимизации полос частот согласования и усиления;
- разработка методики расширения рабочей полосы частот однокаскадного широкополосного малошумящего усилителя с использованием частотно-зависимых обратных связей;
- разработка методики анализа динамического диапазона малошумящих усилителей с учетом паразитных эффектов МОП-транзистора и диффузионной составляющей тока стока;
- синтез малошумящих узкополосных усилителей с частотой настройки 2.4 ГГц и широкополосных усилителей в диапазоне частот 3.1–10.6 ГГц для телекоммуникационных систем, а также разработка методики и проведение экспериментальных исследований малошумящих усилителей.

Методы исследования

При решении поставленных задач использовались методы анализа и синтеза линейных электрических цепей, численные методы решения задачи оптимизации и нелинейных уравнений, метод рядов Вольтерра. Расчеты и моделирование проведены на ЭВМ с помощью программ Cadence и MatLAB. Эксперимент выполнен с использованием пакета LabVIEW.

Научная новизна:

- Разработана новая методика параметрического синтеза узкополосных усилителей с потребляемой мощностью единицы милливатт с учетом короткоканальных эффектов и

диффузионной составляющей тока стока, что позволило впервые синтезировать малошумящий усилитель без применения эмпирического подхода.

– Разработана новая методика анализа динамического диапазона малошумящих усилителей на основе метода рядов Вольтерра с учетом влияния обратных связей и нелинейностей транзистора в каскодном включении, которые в известных опубликованных работах не учитывались. Сформулированы рекомендации по уменьшению нелинейных искажений усилителей.

– Разработана методика структурного синтеза широкополосных КМОП малошумящих усилителей на основе впервые предложенного набора критериев реализуемости устройства.

– Проведен сравнительный анализ синтезированных и известных схем по критериям максимума рабочей полосы согласования и усиления с применением методов численной оптимизации и символьного анализа, что впервые позволило выделить схему обладающую максимальной полосой частот согласования.

– Разработана новая методика расширения рабочей полосы частот усилителя с отрицательной параллельной обратной связью по напряжению за счет введения дополнительной отрицательной частотно-зависимой обратной связи по току.

Положения, выносимые на защиту:

– При параметрическом синтезе узкополосного усилителя с потребляемой мощностью в единицы милливатт необходимо учитывать влияние паразитных эффектов в МОП-транзисторе и в планарных индуктивностях, диффузионной составляющей тока стока, что позволяет избежать применения эмпирического подхода за счет повышения точности расчета элементов малосигнальной модели транзистора на 20 %.

– Для уменьшения интермодуляционных искажений третьего порядка в каскодной схеме узкополосного усилителя необходимо снизить влияние не только передаточных проводимостей третьего порядка МОП-транзисторов, но также и второго порядка за счет нейтрализации обратных связей на постоянном токе и на удвоенной частоте несущей и за счет компенсации мнимой части входного импеданса транзистора в каскодном включении на рабочей частоте, что позволяет увеличить параметр $IP3$ выше минус 15 дБм при сохранении низкой потребляемой мощности в единицы милливатт.

– Схема широкополосного усилителя с отрицательной параллельной обратной связью по напряжению обладает максимальной полосой частот согласования, достигающей 6 ГГц при использовании КМОП-технологии с минимальными геометрическими размерами 0.18 мкм в классе схем безындуктивных усилителей, поскольку в данной схеме уменьшение

активной части входного импеданса усилителя из-за паразитной емкости затвор-исток компенсируется за счет ослабления действия обратной связи с ростом частоты.

– Введение дополнительной частотно-зависимой обратной связи по току в схему широкополосного усилителя с отрицательной параллельной обратной связью по напряжению позволяет расширить полосу частот согласования усилителя до 10 ГГц при использовании КМОП технологии с минимальными геометрическими размерами 0.18 мкм, так как при этом нейтрализуется эффект рассогласования входного импеданса в верхней полосе рабочих частот.

Практическая значимость работы

Разработаны инженерно-ориентированные методики синтеза схем малошумящих усилителей с потреблением мощности в единицы милливатт. Предложена схема малошумящего усилителя с расширенной полосой согласования с двумя типами обратных связей: отрицательной параллельной ОС по напряжению и отрицательной частотно-зависимой ОС по току. Подана заявка № 2010100635 на патент на изобретение «Высокочастотный широкополосный усилитель на МОП-транзисторах». Разработаны микросхемы усилителей гигагерцового диапазона частот для телекоммуникационных систем с уменьшенным на 50 % потреблением мощности по сравнению с аналогичными усилителями. Результаты диссертации использованы при проведении работ в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007-2012 годы» по Государственному контракту № 02.514.11.4030 от 18.05.2007. Результаты работы отражены в отчете по госконтракту (№ регистр. ВНИИЦ 01200804049). Предложена методика автоматизации измерения параметров нелинейных искажений с использованием платформы LabVIEW и стандартного лабораторного измерительного оборудования. Разработанная в ходе диссертационной работы установка для измерений параметров нелинейных искажений используется в университете «Высшая национальная школа электроники» (ENSEA) (Париж, Франция), что подтверждается письмом начальника исследовательской лаборатории СВЧ (ECIME) профессора Д.Паске (D.Pasquet) о внедрении установки в ENSEA.

Апробация результатов исследования

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: межвузовская научная конференция «Неделя науки СПбГПУ», 2003, 2004 СПб; IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE'06), 28 Июня–1 Июля 2006, СПб (IEEE Catalog Number: 06TH8873); Российская школа–конференция

“Мобильные системы передачи данных”, 11–17 сентября 2006, Москва, МИЭТ; “Проблемы аналоговой микроэлектроники”, VI-ой международный научно-практический семинар, 3–5 октября 2007, Россия, Шахты, ЮРГУЭС; International IEEE Conference EUROCON2009, 18–23 мая 2009, СПб, (IEEE Catalog Number: CFP09EUR-PRT).

Публикации

По теме диссертации опубликовано 9 работ, из них: две статьи опубликованы в журналах, входящих в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук; семь статей опубликованы в сборниках материалов семинаров и конференций. Результаты диссертации также вошли в отчет по НИР по госконтракту (№ регистр. ВНИИЦ 01200804049) в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007-2012 годы».

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и трех приложений. Основной текст диссертации содержит 213 машинописных страниц, 104 рисунка и 12 таблиц.

Вклад автора в разработку проблемы

Основные научные положения, теоретические выводы, практические рекомендации, расчеты и моделирование в диссертации разработаны и выполнены автором самостоятельно.

Достоверность полученных результатов подтверждается применением корректных аналитических и численных методов, современных методик моделирования и измерительной аппаратуры, совпадением аналитических оценок, результатов моделирования, которое выполнено с использованием лицензионного программного обеспечения VIRTUOSO компании Cadence Design Systems с учетом паразитных элементов компоновки кристалла на уровне малосигнальных и принципиальных схем, с результатами эксперимента. Результат анализа параметра нелинейных искажений – точки пересечения с тоном перекрестной модуляции, выполненного V.Aparin и E.Larson, 2005, является частным случаем результата, представленного в диссертации, при пренебрежении вкладом в нелинейные искажения транзистора в каскодном включении и без учета паразитной обратной связи через емкость затвор-сток.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность выбранной темы, сформулированы цель и задачи исследования, изложены основные положения, выносимые на защиту, показана научная новизна и практическая ценность диссертационной работы.

В первой главе проведен обзор различных методов синтеза и схемотехники интегральных КМОП малошумящих усилителей радиочастотного диапазона. Рассмотрены применение и характеристики МШУ, особенности реализации и моделирования активных и пассивных элементов КМОП-технологии в радиочастотном диапазоне. Определены тенденции развития малошумящих усилителей. Сформулированы цель и задачи исследования.

Во второй главе развита методика параметрического синтеза малошумящих усилителей с ОИ и отрицательной индуктивной последовательной ОС по току (Рис.1) с учетом короткоканальных эффектов, диффузионной составляющей тока стока и паразитных элементов МОП-транзисторов и планарных индуктивностей. Усилитель построен на каскодной паре транзисторов $M1$ и $M2$. Планарная индуктивность L_s обеспечивает отрицательную индуктивную последовательную обратную связь по току. Планарная индуктивность L_g используется для компенсации реактивного входного сопротивления усилителя. Емкость C_{ext} используется для достижения оптимального входного сопротивления при минимизации коэффициента шума при заданной потребляемой мощности. Планарная индуктивность L_d и емкость нагрузки C_l образуют параллельный резонансный контур на выходе усилителя, добротность которого ограничена выходным сопротивлением транзистора и добротностью планарной индуктивности L_d .

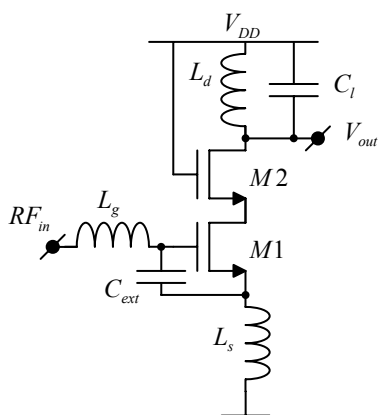


Рис.1. Усилитель с ОИ и отрицательной индуктивной последовательной ОС по току.

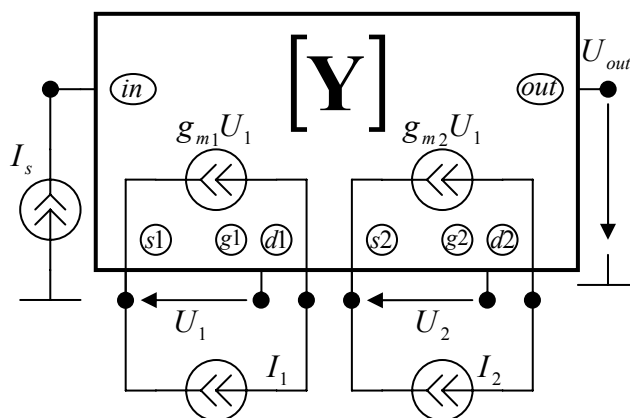


Рис.2. Обобщенная цепь с двумя нелинейными ИТУН.

При потребляемой мощности в единицы милливатт транзистор переходит из режима сильной инверсии в промежуточный режим между режимами слабой и сильной инверсии. Данный режим принято называть режимом средней инверсии. В режиме средней инверсии емкости и передаточные проводимости транзистора существенно – на 20-30 % – отличаются от значений, рассчитанных для режима сильной инверсии, поэтому эффекты, присущие режиму средней инверсии, необходимо учитывать в процессе синтеза малошумящего усилителя. Для этого использована модель МОП-транзистора, в которой малосигнальные и шумовые параметры усилителя в режиме насыщения выражены через коэффициент инверсии i_F и ширину транзистора W (С.С.Еnz, F. Krummenacher, E.A.Vittoz, Y.Cheng). Разработанная методика параметрического синтеза заключается в построении малосигнальной модели усилителя с учетом режима средней инверсии и проведении параметрической оптимизации. Оптимизация выполняется по критерию минимума коэффициента шума F при заданной потребляемой мощности при полном согласовании импедансов с учетом конечной добротности планарных индуктивностей. Сначала определяются функции входного импеданса усилителя Z_{in} и коэффициента шума F . Затем задача условной оптимизации преобразуется к задаче безусловной оптимизации методом штрафной функции. Для этого вводится функция штрафа за нарушение условий согласования, и решение задачи оптимизации сводится к поиску минимума функции:

$$TF(\mathbf{V}) = F(\mathbf{V}) + f\left(\left|\frac{Z_{in}(\mathbf{V}) - R_s}{Z_{in}(\mathbf{V}) + R_s}\right|\right),$$

где $\mathbf{V} = (W, L_s, L_g, C_{ext})^T$ – вектор параметров оптимизации, $Z_{in}(\mathbf{V})$ – функция входного импеданса усилителя, первое слагаемое $F(\mathbf{V})$ – функции коэффициента шума на частоте 2.4 ГГц, второе слагаемое функция штрафа «квадрат срезки»:

$$f(x) = \begin{cases} x^2, & x > 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (1)$$

Для оценки эффективности предложенного подхода проведено сравнение данной методики с подходом, при котором в ходе оптимизации не учитывается диффузионная составляющая тока стока. Кроме этого, оценено влияние ширины транзистора, добротности планарной индуктивности и номинала емкости C_{ext} на коэффициент шума. Для этого задача оптимизации решена при различных условиях: с учетом и без учета особенностей работы транзистора в режиме средней инверсии, с добавлением и без добавления емкости C_{ext} , с учетом активных потерь интегральной индуктивности при добротности $Q_L = 10$ и при

параметрах индуктивности, близких к идеальным ($Q_L=100$). Решение задачи оптимизации выполнено с использованием метода Флэтчера-Пауэла. Проведенная оптимизация усилителя показала, что оптимальный режим работы транзистора при потребляемом токе в единицы миллиампер соответствует режиму средней инверсии $i_F < 10$; влияние конечной добротности планарной индуктивности L_g значительно и приводит к увеличению коэффициента шума примерно на 1 дБ; расчет с учетом конечной добротности планарной индуктивности L_g и особенностей работы МОП-транзистора в режиме средней инверсии приводят к увеличению в 2.5 раза оптимальной ширины транзистора по сравнению с величиной W , аналитический расчет которой выполнен Т.Н.Лее, что позволяет снизить коэффициент шума на 0.3 дБ. Предложенная методика дает возможность исключить эмпирический подход при синтезе усилителя, поскольку: во-первых, постоянное напряжение на затворе входного транзистора каскодной пары МШУ, рассчитанное без учета режима средней инверсии, на десять процентов больше, что приводит к увеличению в два раза потребляемого тока по сравнению с расчетным значением; во-вторых, величины номиналов элементов усилителя, рассчитанных с учетом и без учета режима средней инверсии, различаются примерно на двадцать процентов, что приводит к нарушению условий согласования и превышению коэффициентом отражения требуемого уровня -10 дБ. Синтезированы схемы усилителей с частотой настройки 2.4 ГГц для телекоммуникационных систем по 0.18 мкм технологии компаний TSMC и UMC с шириной транзисторов 500 мкм – 240 мкм. Усилители имеют коэффициент усиления 20 – 22 дБ, коэффициент шума 2.5 – 2.9 дБ, коэффициент отражения по входу меньше -10 дБ и потребляемую мощность 2 – 4 мВт. Сопоставительный анализ синтезированных МШУ с аналогичными усилителями с планарными индуктивностями на кристалле, представленными в литературе и имеющими на рабочей частоте 2.4 ГГц коэффициент шума 2.9–3.7 дБ при потребляемой мощности около 10 мВт, показал, что характеристики синтезированных МШУ при сравнимом коэффициенте шума имеют меньшую потребляемую мощность.

В третьей главе разработана методика анализа динамического диапазона малошумящих усилителей на основе метода рядов Вольтерра и сформулированы рекомендации по уменьшению нелинейных искажений усилителей. Методика позволяет оценить параметр нелинейных искажений – точки пересечения с тоном перекрестной модуляции $ИПЗ$. Выведена зависимость параметра $ИПЗ$ от амплитуды спектральной составляющей на частоте интермодуляционных искажений третьего порядка $U_{out}(\omega_1, \omega_1, -\omega_2)$ на выходе МШУ. Поскольку при расчете $ИПЗ$ напряжение $U_{out}(\omega_1, \omega_1, -\omega_2)$

рассматривается при частотах ω_1 и ω_2 , расположенных близко друг к другу ($\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega$), то при $\Delta\omega \ll \omega_1$ и $\Delta\omega \ll \omega_2$ осуществлен переход к идеальному случаю $\omega_1 = \omega_2 = \omega$. Для оценки $U_{out}(\omega, \omega, -\omega)$ МШУ представлен в виде обобщенной цепи с двумя нелинейными источниками тока, управляемыми напряжением (ИТУН), (Рис.2). Источник тока I_s представляет источник бигармонического сигнала. Напряжения U_1 и U_2 – управляющие напряжения ИТУН. I_1 и I_2 – источники нелинейного тока. Анализ обобщенной цепи позволил показать, что

$$U_{out}(\omega, \omega, -\omega) = [Z_{NL1,1}(\omega, \omega, -\omega) + Z_{NL2,2}(\omega, \omega, -\omega) + Z_{NL2,1}(\omega, \omega, -\omega) + Z_{NL1,2}(\omega, \omega, -\omega)] I_s^3 \quad (2)$$

где

$$Z_{NL1,1}(\omega, \omega, -\omega) = Z_{1,s}^2(\omega) Z_{1,s}(-\omega) Z_{out,1}(\omega) \left[g_{m3,1} + \frac{4}{3} Z_{1,1}(0) g_{m2,1}^2 + \frac{2}{3} Z_{1,1}(2\omega) g_{m2,1}^2 \right], \quad (3)$$

$$Z_{NL2,2}(\omega, \omega, -\omega) = Z_{2,s}^2(\omega) Z_{2,s}(-\omega) Z_{out,2}(\omega) \left[g_{m3,2} + \frac{4}{3} Z_{2,2}(0) g_{m2,2}^2 + \frac{2}{3} Z_{2,2}(2\omega) g_{m2,2}^2 \right], \quad (4)$$

$$Z_{NL2,1}(\omega, \omega, -\omega) = Z_{out,2}(\omega) \left[\frac{2}{3} Z_{1,s}^2(\omega) Z_{2,s}(-\omega) Z_{2,1}(2\omega) + \frac{4}{3} Z_{2,1}(0) Z_{1,s}(\omega) Z_{1,s}(-\omega) Z_{2,s}(\omega) \right] g_{m2,2} g_{m2,1}, \quad (5)$$

$$Z_{NL1,2}(\omega, \omega, -\omega) = Z_{out,1}(\omega) \left[\frac{2}{3} Z_{2,s}^2(\omega) Z_{1,s}(-\omega) Z_{1,2}(2\omega) + \frac{4}{3} Z_{1,2}(0) Z_{2,s}(\omega) Z_{2,s}(-\omega) Z_{1,s}(\omega) \right] g_{m2,2} g_{m2,1}, \quad (6)$$

где $g_{m2,i}$ и $g_{m3,i}$ – нелинейные передаточные проводимости второго и третьего порядка i -ого нелинейного ИТУН ($i \in [1,2]$), $Z_{k,l}(\omega)$ – передаточный импеданс от источника I_l тока к напряжению U_k ($l \in [s,1,2]$, $k \in [out,1,2]$). Оценка ИПЗ с использованием выражений (2–6) составила минус 16 дБм. Данная оценка сопоставлена с результатами моделирования МШУ с использованием платформы Cadence $ИПЗ_{dBm} = -13$ дБм. Точность оценки параметра с использованием предложенной методики составила 3 дБм.

Как следует из (3–6), для уменьшения интермодуляционных искажений необходимо не только уменьшать проводимость g_{m3} , но также уменьшать влияние проводимости g_{m2} . Для этого необходимо, как следует из (3), уменьшить передаточные импедансы на постоянном токе $Z_{11}(0)$ и на удвоенной частоте несущей $Z_{11}(2\omega)$. Функции $Z_{11}(0)$ и $Z_{11}(2\omega)$ малы, если в схеме нейтрализованы обратные связи на постоянном токе и на удвоенной частоте несущей, что достигается введением фильтрующих цепей. Нелинейные искажения транзистора в касковом включении могут быть компенсированы, если функция $Z_{out,2}(\omega)$ в выражениях (5,6) стремится к нулю, что достигается компенсацией мнимой части входного импеданса транзистора в касковом включении.

В четвертой главе разработана методика структурного синтеза однокаскадных широкополосных усилителей с частотно-независимыми ОС. В основе методики лежит представление усилителя в виде ИТУН, цепи нагрузки и цепи ОС. Формирование схем усилителей осуществляется перебором всех возможных вариантов включений ИТУН, нагрузки и цепи обратной связи, удовлетворяющих критерию минимизации числа элементов и физической реализуемости цепи. Для каждого усилителя проводится параметрическая оптимизация при заданном коэффициенте усиления K_U отдельно по критерию максимизации полосы частот согласования BW_{match} и критерию максимизации усиления BW_{3dB} методом Флетчера-Пауэла. В ходе оптимизации для каждой схемы найден вектор оптимальных параметров усилителя. Сравнение полос частот согласования синтезированных усилителей показало, что полоса согласования усилителя с ОЗ с цепью ОС в среднем в 4 раза меньше полосы усилителя с ОЗ без ОС, а полоса частот согласования усилителей с ОИ и параллельной отрицательной ОС по напряжению в среднем в 2 раза больше полосы частот согласования усилителя с ОЗ без ОС. Далее выполнен сопоставительный анализ входных импедансов усилителей с индуктивными элементами и без них с использованием представления входного импеданса обобщенного усилителя в виде эквивалентной цепи, что позволило оценить возможное расширение полосы согласования. Наибольшую полосу частот согласования обеспечивают схемы на транзисторе с ОЗ без обратной связи и на транзисторе с ОИ с резистивной параллельной ОС по напряжению (Рис.3а). Введение ОС в схему усилителя с ОЗ приводит к уменьшению полосы согласования. Усилитель с ОЗ без ОС имеет максимальную полосу BW_{match} при значении $g_m=0.25$ мСм, что не позволяет обеспечить коэффициент усиления 4–7 дБ при полосе частот в полосе сверхширокополосной радиосвязи. Ширина полосы согласования усилителя с ОИ и резистивной ОС больше полосы согласования усилителя с ОЗ и зависит от емкости нагрузки C_l и паразитной емкости транзистора C_{gs} . При этом полоса согласования такого усилителя примерно на 30% меньше полосы усиления. Таким образом, для реализации усилителя с максимальной шириной полосы пропускания целесообразно использовать каскодную схему с ОИ, которая наименее чувствительна к влиянию паразитных емкостей транзисторов и нагрузки. Для расширения полосы BW_{match} разработана методика, которая заключается в использовании резистивной отрицательной параллельной ОС по напряжению для согласования усилителя с ОИ в нижнем диапазоне частот и индуктивной отрицательной последовательной обратной связи по току для согласования усилителя в верхнем диапазоне частот (Рис.3б).

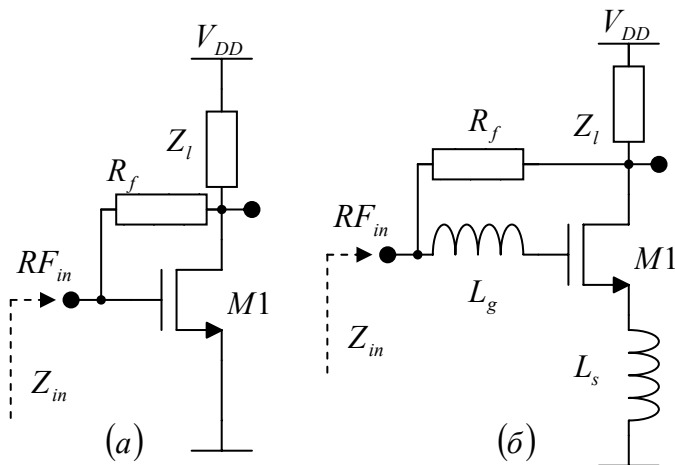


Рис.3. Схема усилителя с ОИ с резистивной параллельной ОС по напряжению: а) без дополнительной ОС; б) с дополнительной последовательной индуктивной ОС по току.

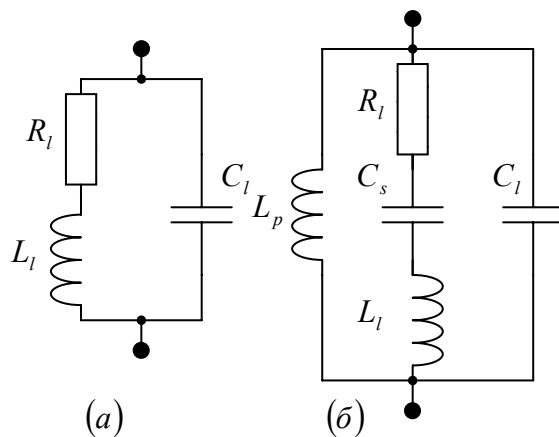


Рис.4. Варианты реализации цепей нагрузки.

С использованием параметров для 0.18 мкм КМОП-технологии проведена параметрическая оптимизация усилителей с ОИ с резистивной параллельной ОС по напряжению (Рис.3а) и с дополнительной индуктивной последовательной ОС по току (Рис.3б) по критерию минимума среднего коэффициента шума в рабочей полосе частот и максимума коэффициента усиления при ограничении на максимальную величину f_T и при выполнении следующих условий: коэффициент отражения по входу меньше минус 10 дБ, неравномерность коэффициента усиления в рабочей полосе не превышает 3 дБ. Результаты оптимизации показали, что при одинаковой полосе частот и емкости нагрузки предложенная методика позволяет реализовать усилитель (Рис.3б) с коэффициентом усиления 12 дБ, что на 6 дБ больше по сравнению с усилителем на рис.3а. Схемы усилителей с использованием предложенной методики расширения диапазона частот синтезированы по 0.18 мкм технологии компании TSMC с различными вариантами реализации цепи нагрузки для работы в диапазоне UWB от 3.1 ГГц до 10.6 ГГц и промоделированы на транзисторном уровне. Первый усилитель обладает цепью нагрузки, показанной на рис.4а, и обеспечивает $|S_{21}|=11$ дБ и $|S_{11}|<-10$ дБ во всей полосе частот, минимальное значение коэффициента шума NF составляет 2 дБ, а максимальное – 2.5 дБ. Усилитель потребляет ток 3 мА от источника напряжения 1.8 В. Второй усилитель обладает нагрузкой, позволяющей избежать падения постоянного напряжения на резисторе R_l (Рис.4б). Данный усилитель имеет следующие характеристики: $|S_{21}|=11$ дБ, $|S_{11}|<-10$ дБ во всей полосе частот, $NF=3.2-4$ дБ. Усилитель потребляет ток 6.4 мА от источника напряжения 1.8 В. Коэффициент шума

синтезированных усилителей меньше, чем у аналогичных усилителей, представленных в литературе, в среднем на 1 дБ, а потребляемая мощность – на 5 мВт при такой же полосе частот и коэффициенте усиления. Для оценки эффективности предложенной методики характеристики синтезированных усилителей сравниваются с характеристиками усилителя на рис.3а с нагрузкой на рис.4б. При моделировании на транзисторном уровне параметр $|S_{21}|$ составил 11 дБ при потребляемом токе 3 мА от источника напряжения 1.8 В, коэффициент шума – 2.2–2.5 дБ, а максимальный диапазон частот составил 3.1–6.1 ГГц. Таким образом, предложенная методика позволяет расширить рабочую полосу усилителя более чем на 30%, с 6.1 ГГц до 10.6 ГГц, и снизить коэффициент шума в рабочей полосе в среднем на 0.1 дБ за счет выбора входного сопротивления, близкого к оптимальному значению для минимизации коэффициента шума.

В пятой главе разработана методика автоматизации измерений параметров нелинейных искажений точки пересечения с тоном перекрестной модуляции *IP3* и точки сжатия на 1 дБ *CP1dB*. В методике измерений параметра *CP1dB* используется интерполяция динамической характеристики с помощью кубического сплайна и численное решение нелинейного уравнения. В основе методики измерений параметра *IP3* лежит расчет значений входной и выходной мощности в точке *IP3* с использованием аналитических выражений по измеренным составляющим спектра. Точность методики определяется случайными ошибками исходных данных и оценивается как погрешность косвенных измерений. Измерительная установка для автоматизации измерений параметров нелинейных искажений представлена на рис.5 и включает в себя анализатор спектра (АС), два генератора сигналов (ГС), источник питания (ИП), тестируемое устройство (ТУ), плата ввода-вывода (PCI-GPIB) и персональный компьютер (ПК) с разработанным в среде LabVIEW программным обеспечением. Разработана компоновка кристалла микросхемы МШУ с рабочей частотой 2.4 ГГц по 0.18 мкм КМОП-технологии компании UMC. Микрофотография кристалла микросхемы показана на рис.6. Проведено моделирование усилителя с учетом паразитных элементов компоновки кристалла усилителя с использованием программной платформы Cadence Design Systems. Микросхема малошумящего усилителя изготовлена в рамках программы EURORACTICE компанией UMC. Экспериментальные исследования микросхемы, выполненные с использованием анализатора цепей HP 8510A, и результаты моделирования с учетом влияния паразитных параметров выводов показали хорошее совпадение. Полученные результаты подтверждают справедливость разработанных методик синтеза высокочастотных МШУ.

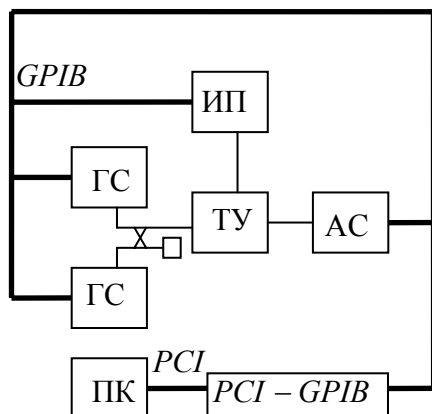


Рис.5. Схема измерительной установки параметров нелинейных искажений.

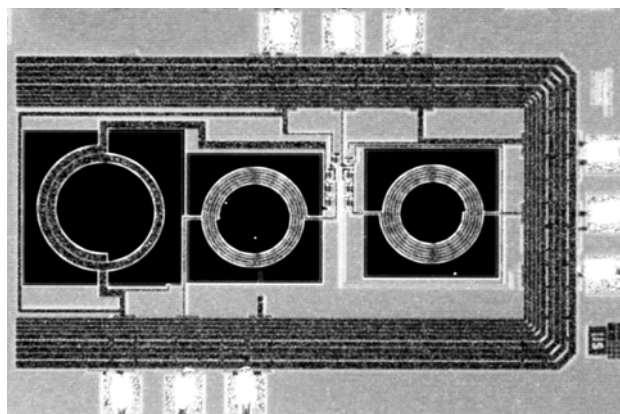


Рис.6. Микрофотография микросхемы малошумящего усилителя.

В заключении приведены основные результаты и выводы:

1. Развита методика параметрического синтеза узкополосных малошумящих усилителей. Методика заключается в оптимизации параметров усилителя по критерию минимума коэффициента шума при заданной потребляемой мощности при полном согласовании импедансов с учетом конечной добротности планарных индуктивностей и зависимостей номиналов элементов модели транзистора от диффузионной и дрейфовой составляющей тока стока. Синтезированы схемы усилителей с частотой настройки 2.4 ГГц для телекоммуникационных систем по КМОП-технологии с минимальными геометрическими размерами 0.18 мкм компании UMC и TSMC. Усилители имеют коэффициент усиления 20–22 дБ, коэффициент шума 2.2–3 дБ, коэффициент отражения по входу меньше –10 дБ и потребляемую мощность 4 мВт. Аналогичные усилители при сравнимом коэффициенте шума потребляют мощность около 10 мВт, что более чем на 50% превосходит потребляемую мощность разработанных усилителей.

2. Разработана методика структурного синтеза однокаскадных широкополосных малошумящих усилителей с частотно-независимыми обратными связями с использованием алгоритмов оптимизации по критериям минимизации числа элементов, максимизации полос частот согласования и усиления. Проведено сравнение полос частот согласования и усиления синтезированных усилителей. Показано, что наибольшую полосу частот обеспечивают схемы на транзисторе с общим затвором без обратной связи и на транзисторе с общим истоком и резистивной параллельной обратной связью по напряжению. Ширина полосы частот согласования и усиления такого усилителя зависят от емкости нагрузки и емкостей малосигнальной модели усилителя, но при этом полоса согласования усилителя с общим истоком на 30% меньше полосы усиления. Усилитель с общим затвором обеспечивает коэффициент усиления не более 4–7 дБ в полосе 3.1–10.6 ГГц, поскольку условие

согласования накладывает ограничение на величину передаточной проводимости транзистора, которая составляет порядка 25 мСм.

3. Разработана методика расширения рабочей полосы частот однокаскадного широкополосного малошумящего усилителя на транзисторе с общим истоком и резистивной отрицательной параллельной обратной связью по напряжению за счет использования индуктивной отрицательной последовательной обратной связи по току для согласования усилителя в верхнем диапазоне частот. Методика позволяет расширить рабочую полосу усилителя на 30% с 6.1 ГГц до 10.6 ГГц. Синтезированные для работы в диапазоне частот сверхширокополосной радиосвязи усилители имеют рабочую полосу частот 3.1–10.6 ГГц, коэффициент усиления 11 дБ, потребляемую мощность 5–10 мВт и коэффициент шума 2–4 дБ. Коэффициент шума синтезированных усилителей меньше, чем у аналогичных усилителей, представленных в литературе, в среднем на 1 дБ, а потребляемая мощность – на 5 мВт при такой же полосе частот и коэффициенте усиления.

4. Разработана методика анализа динамического диапазона малошумящих усилителей на основе метода рядов Вольтерра. Методика позволяет оценить параметр нелинейных искажений – точки пересечения с тоном перекрестной модуляции *ИПЗ*. Для малошумящего усилителя с общим истоком и отрицательной индуктивной последовательной обратной связью по току оценка параметра *ИПЗ* составила минус 16 дБм. Точность оценки параметра с использованием предложенной методики составила 3 дБм. Сформулированы рекомендации по уменьшению нелинейных искажений усилителей за счет нейтрализации влияния передаточной проводимости второго порядка МОП-транзистора.

5. Разработана компоновка кристалла и микросхема малошумящего усилителя, синтезированного для работы на частоте 2.4 ГГц для телекоммуникационных устройств, по КМОП-технологии с минимальными геометрическими размерами 0.18 мкм компании UMC. Разработана методика экспериментальных исследований параметров малошумящих усилителей. Методика включает в себя автоматизацию измерений параметров нелинейных искажений точки сжатия на 1дБ и точки пересечения с тоном перекрестной модуляции с точностью порядка 0.1 дБ. Изготовлена микросхема усилителя по программе EURORACTICE компанией UMC. Эксперимент подтвердил теоретические результаты и результаты моделирования.

Публикации по теме диссертации

1. Балашов Е.В., Морозов Д.В. Оценка шумовых характеристик Gm-C фильтров // XXXI Неделя науки СПбГПУ: Материалы межвузовской научной конференции. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2003. – Ч.VII.– С. 29-30.
2. Балашов Е.В., Коротков А.С. Моделирование устройств радиоприемного тракта в среде LabVIEW // XXXII Неделя науки СПбГПУ: Материалы межвузовской научной конференции. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2004. – Ч.VI. – С. 24-26.
3. Balashov E.V., Pasquet D., Korotkov A.S., Bourdel E., Giannini F. Automatization of Compression Point 1dB (CP1dB) and Input 3rd Order Intercept Point (IIP3) Measurements Using LabVIEW Platform // Proc. IEEE International Symposium on Signals, Circuits & Systems (SCS'05). – Iasi, Romania, July 2005. – P. 195-198.
4. Korotkov A.S., Morozov D.V., Balashov, E.V. Estimation of Dynamic Range in High-Order Transconductance-Capacitor (Gm-C) Filters // Proc. IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE '06). – St. Petersburg, June-July 2006. – P. 540-545.
5. Балашов Е.В. Обзор схемотехники микроэлектронных малошумящих КМОП-усилителей радиочастотного диапазона // Материалы конференции “Мобильные системы передачи данных”. – МИЭТ, Москва, сентябрь 2006. – С. 2–12.
- 6. Балашов Е.В., Коротков А.С. Микроэлектронные малошумящие КМОП-усилители радиочастотного диапазона: применение, схемотехника, тенденции развития // Успехи современной радиоэлектроники/Зарубежная радиоэлектроника. – 2007. №2. – С. 3-34.**
7. Балашов Е.В. Реализация широкополосных малошумящих КМОП усилителей радиочастотного диапазона // Материалы VI-ой международной конференции “Проблемы аналоговой микроэлектроники”. – ЮРГУЭС, Шахты, октябрь 2007. – Часть.1. – С. 110-117.
- 8. Балашов Е.В., Коротков А.С. Сопоставительный анализ широкополосных малошумящих КМОП усилителей радиочастотного диапазона// Микроэлектроника. – Т. 37. 2008. № 4. – С. 300-314.**
9. Balashov E.V., Korotkov A.S. Dual Feedback Low Noise Amplifier for Ultra Wideband Application // Proc. IEEE International Conference EUROCON 2009. – St.-Petersburg, May 2009. – P. 102-107.