

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ДОНЕЦКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи

Крыжановский Владимир Владимирович

УДК 621.3.049.774:621.373

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ШУМОВЫХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ
С КЛЮЧЕВЫМИ РЕЖИМАМИ РАБОТЫ

05.12.07 – антенны и устройства микроволновой техники

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
к.ф.-м.н. доцент Пицюга
Владимир Григорьевич

Винница, 2015 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Список условных обозначений	5
ВВЕДЕНИЕ	6
РАЗДЕЛ 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ АНАЛОГОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ МИКРОСХЕМ С МАЛЫМ ПОТРЕБЛЕНИЕМ ЭНЕРГИИ НА КРЕМНИЕВЫХ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	13
1.1. Методы построения микроволновых приемопередатчиков с малым потреблением энергии	13
1.2. Приемопередатчики для систем сверхширокополосной связи в интегральном исполнении	18
1.3. Генераторы и усилители с высоким КПД и другие ключевые устройства в интегральном исполнении	20
1.4. Выводы по разделу 1	21
РАЗДЕЛ 2. ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ ЧАСТЬ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА НА ДИАПАЗОН 2,4 ГГц ПО ИНТЕГРАЛЬНОЙ КМОП ТЕХНОЛОГИИ 0,18 МКМ	22
2.1. Пассивный смеситель для трансивера в интегральном исполнении	22
2.1.1. Выбор конструкции смесителя для трансивера по схеме прямого усиления	23
2.1.2. СВЧ приемник	29
2.1.3. Моделирование смесителя	34
2.1.4. Узлы приемопередатчика в бэйсбэнд части	42
2.1.5. Высокочастотная часть передатчика	45
2.2. Результаты экспериментального исследования интегральной схемы трансивера диапазона 2,4 ГГц	46
2.3. Моделирование фликкер шума в смесителе на основе теории захвата электронов в слое подзатворного диэлектрика	50
2.4. Субгармонический смеситель на частоту 2,4 ГГц	56

	3
2.5. Смеситель для приемника беспроводных локальных сетей диапазона 5,15-5,825 ГГц	61
2.6. Выводы по разделу 2	66
РАЗДЕЛ 3. ПОСТРОЕНИЕ ЭКОНОМИЧНОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	68
3.1. Построение генератора радиоимпульсов для сверхширокополосной системы связи с низким потреблением энергии	68
3.1.1. Разработка генератора для UWB системы по методу формирования радиоимпульса	73
3.1.2. Топология генератора радиоимпульсов	77
3.1.3. Результаты экспериментальных исследований образцов генератора	86
3.1.4. Вариант генератора радиоимпульсов в составе передатчика	91
3.2. Построение генератора сигнала в форме седьмой производной Гауссова импульса для передатчика сверхширокополосной системы связи	92
3.3. Приемник с детектированием энергии для трансивера сверхширокополосной системы связи	99
3.4. Усилитель мощности для сверхширокополосной системы связи	107
3.5. Выводы по разделу 3	112
РАЗДЕЛ 4. УЗЛЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ: УСТРОЙСТВА КЛАССА E И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ	114
4.1. Функциональный преобразователь напряжения в напряжение	114
4.2. Усилитель класса E на частоту 2,4 ГГц в интегральном исполнении	120
4.3. Фазовые шумы автогенератора класса E	127
4.3.1. Моделирование и измерение фазовых шумов СВЧ автогенератора класса E	127

	4
4.3.2. Измерение фазового шума ВЧ автогенератора класса E в режиме свободных колебаний и режиме синхронизации	130
4.3.3. Метод анализа шумов автогенератора с использованием функции импульсной чувствительности	137
4.3.4. Измерение параметров стабильности автогенератора во временной области	139
4.4. Усовершенствование конструкции и метода расчета автогенератора класса E	143
4.5. Выводы по разделу 4	149
ОБЩИЕ ВЫВОДЫ	151
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	154
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Процедура поиска оптимальных параметров МШУ с учетом параметров смесителя	176
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Акты внедрения	186

Список условных обозначений

FCC	Федеральная комиссия по связи (США)
IR-UWB	импульсное радио, работающее со сверхширокополосными сигналами
WLAN	беспроводные локальные сети
АМ	амплитудная модуляция
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
БТ	биполярный транзистор
ВЧ	высокая частота, высокочастотный
ГИ	Гауссов импульс
ГУН	генератор, управляемый напряжением
ИС	интегральная (-ные) схема (-мы)
КМОП	комплементарные металл-окисел-полупроводник (приборы)
КПД	коэффициент полезного действия
КШ	коэффициент шума
МОП ПТ	полевой транзистор с изолированным затвором (структура металл – окисел – полупроводник)
МШУ	малошумящий усилитель
ОУ	операционный усилитель
ПАВ	поверхностные акустические волны
ППП	приемник прямого преобразования
ПТ	полевой транзистор
ПТШ	полевой транзистор с барьером Шоттки
СВЧ	сверхвысокая (-кие) частота (-ты), сверхвысокочастотный
СПМ	спектральная плотность мощности
СПС	смещение постоянной составляющей
УМ	усилитель мощности
ФВЧ	фильтр верхних частот
ФНЧ	фильтр нижних частот

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. В современном мире возрастает роль телекоммуникационных технологий, в числе которых особенно быстро развиваются беспроводные технологии, осваивающие сверхвысокочастотный диапазон. Широкое распространение получают такие радиосистемы как локальные беспроводные сети, системы позиционирования, радары ближнего действия, сенсорные сети, домашние сети и др. Развитие указанных областей техники требует создания соответствующих приемопередатчиков (трансиверов), обеспечивающих передачу сигналов по радиоканалу. Ввиду их массового применения актуальным становится создание аналоговых интегральных схем (ИС), обеспечивающих низкую стоимость производства. От таких ИС требуется работа с поддержкой коммуникационных стандартов, при этом должна достигаться необходимая скорость передачи данных с минимальным потреблением энергии на один бит. Поэтому появилась потребность в ИС трансиверов со сверхмалым потреблением энергии для работы в системах с батарейным питанием, в автономных системах с большими периодами ожидания в рабочем режиме в медицинских и специальных системах. Помимо малого размера кристалла (малая стоимость) и малого потребления энергии актуальными являются низкий уровень шумов и достаточная выходная мощность при работе с низким напряжением питания (от значения около 1 В). Таким образом, сформировалось новое научно-техническое направление в полупроводниковой схемотехнике – разработка аналоговых ИС сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона с малым потреблением энергии и с возможностью объединения на одном кристалле с цифровыми схемами для построения полностью однокристалльного трансивера. При этом наиболее дешевым производственным решением является применение технологии интегральных схем на кремнии (Si) с использованием комплементарных (двух типов проводимости канала – n и p) полевых транзисторов (ПТ) с изолированным затвором (КМОП – металл-окисел-полупроводник). В последние го-

ды произошло развитие этой технологии для выполнения таких, сложно поддающихся интеграции элементов, как катушки индуктивности.

Основой продвижения аналоговых ИС в СВЧ диапазон являются успехи микроэлектроники, уменьшившие топологические проектные нормы до размеров порядка 10 нм, что теоретически повышает рабочие частоты соответствующих аналоговых устройств до сотен ГГц. Но при этом резко падает возможная выходная мощность приборов и возникают другие проблемы, что ограничивает в настоящее время построение аналоговых устройств технологиями около 90 нм.

Важность этого направления с многомиллиардным оборотом средств обусловила широкий фронт исследований практически во всех промышленно развитых странах мира – США, Европейском союзе, Японии, Республике Корея, Китае и др.

Получение технических и экономических преимуществ от разработки и внедрения новых ИС приемопередатчиков возможно при решении ряда научно-технических задач: упрощение схем приемопередатчиков, так как более сложная схема занимает большую площадь ИС и, как правило, потребляет больше энергии; снижение коэффициента шума приемной части, поскольку это повышает скорость передачи данных и упрощает другие части приемника; повышение коэффициента полезного действия (КПД) усилителя мощности (УМ), поскольку на него может приходиться максимум потребления мощности от источника питания.

Число работ по данному направлению продолжает увеличиваться, поскольку появляются новые потребности в коммуникационных услугах, устройствах сигнализации и позиционирования, технологических и биомедицинских приложениях, что требует усовершенствования и разработки новых узлов интегральных аналоговых схем по КМОП технологии, особенно при переходе в сверхвысокочастотный диапазон.

Обзор работ по аналоговым ИС с пониженным потреблением энергии, с улучшенными шумовыми параметрами показал, что одним из методов решения

этих задач может стать использование ключевых режимов работы транзисторов, поскольку при этом во время нахождения транзистора в состоянии «выключено» через него не протекает постоянный ток. Тогда как амплитуда тока первой гармоники, протекающего через такой транзистор, может быть даже больше, чем при чисто синусоидальном токе. Также при работе в ключевом режиме транзистор потенциально может генерировать меньший уровень фликкер шума, поскольку сокращается время (доля периода сигнала), в течение которого шумы различной природы могут оказывать влияние на процессы усиления или генерации сигнала.

В связи с этим возникают следующие теоретические задачи:

1. Разработка схем и режимов работы сверхвысокочастотных приемопередающих устройств с минимальным потреблением энергии.
2. Разработка новых конструкций СВЧ двойного балансного пассивного смесителя и усовершенствование схем использования смесителей на МОП транзисторах.
3. Совершенствование схем создания сверхширокополосных сигналов путем создания радиоимпульса требуемой формы.
4. Изучение шумовых характеристик автогенераторов класса E.

Связь работы с научными программами, планами, темами: диссертационная работа связана с НИР, которые выполнялись на кафедре радиофизики Донецкого национального университета Министерства образования и науки Украины: «Разработка высокоэффективных усилителей мощности на базе схем с манипуляцией гармониками» № 0111U000405 (2011-2012 гг.), «Разработка пространственно-развитых схем усиления и преобразования сигналов на базе высокоэффективных активных устройств», № 0113U001534 (2013-2014 гг.), соискатель – исполнитель.

Цель работы состоит в повышении энергетических и шумовых параметров интегральных приемопередатчиков СВЧ диапазона с низким потреблением энергии на основе КМОП технологии за счет использования ключевых режимов работы.

Для достижения поставленной цели в диссертации необходимо решить следующие задачи:

1. Усовершенствовать метод разработки приемопередатчиков СВЧ диапазона в интегральном исполнении с пониженным потреблением энергии для построения массовых телекоммуникационных систем;

2. Усовершенствовать конструкцию субгармонического смесителя для уменьшения потребления энергии, снижения фликкер шума и устранения прохода сигнала гетеродина на вход приемника;

3. Провести исследование влияния и моделирование механизма генерации фликкер шума в пассивном смесителе вследствие захвата электронов в ловушки диэлектрика под затвором полевого транзистора;

4. Усовершенствовать метод формирования радиоимпульса для сверхширокополосного передатчика, разработанного в интегральном исполнении, с целью минимизации потребляемой энергии на один передаваемый импульс, при условии выполнения требований стандартов на уровень спектральной плотности мощности;

5. Усовершенствовать метод формирования экспоненциальной зависимости коэффициента передачи в преобразователе: напряжение на входе – напряжение на выходе;

6. Исследовать влияние параметров схемы и режима работы на фликкер шум в автогенераторах класса E, усовершенствовать конструкцию автогенератора и метод его расчета.

Объект исследования – процессы преобразования энергии и сигналов в ключевых устройствах усиления, генерации и преобразования на основе полевых транзисторов.

Предмет исследования – методы и способы повышения энергетических параметров, снижения уровня шума в автогенераторах, усилителях и смесителях ВЧ и СВЧ аппаратуры, в том числе в интегральном исполнении.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались: математический аппарат общей теории электрических цепей, теории полупро-

водниковых устройств, методы численного анализа и экспериментального исследования характеристик макетов устройств.

Научная новизна полученных результатов состоит в следующем:

1. Впервые обоснована и показана реализация двойного балансного смесителя на МОП транзисторах по 0,18 мкм технологии в качестве субгармонического смесителя с низким уровнем фликкер шума, впервые промоделирован спектр шума в кольцевом пассивном смесителе, возникающий вследствие захвата электронов в слое подзатворного диэлектрика, впервые обоснована и реализована несимметричная схема включения кольцевого смесителя в приемнике прямого преобразования, что позволило снизить потребление энергии при сохранении уровня фликкер шума;

2. Получил дальнейшее развитие метод формирования спектра выходного сигнала сверхширокополосного передатчика путем генерации радиоимпульсов треугольной формы;

3. Развита метод формирования экспоненциальной передаточной характеристики преобразователя напряжения в напряжение за счет учета влияния нелинейности ПТ в процессе преобразования, что позволило уменьшить рабочее напряжение преобразователя и увеличить его динамический диапазон.

4. Усовершенствован метод расчета автогенератора класса E со сложной цепью обратной связи.

Практическое значение результатов работы состоит в следующем.

1. Разработанные технические решения и режимы работы позволяют использовать исследованные варианты двойных балансных смесителей, работающих в пассивном режиме переключения тока, в качестве узлов приемопередатчиков в интегральном исполнении по КМОП технологии с малым потреблением энергии;

2. Разработан ряд новых конструкций смесителей и приемопередатчиков с их использованием, усилителей СВЧ и функциональный преобразователь напряжения в интегральном исполнении на основе КМОП технологии с 0,18 мкм проектными нормами;

3. Разработана новая конструкция и исследованы шумовые характеристики автогенераторов класса E.

Автор участвовал в выполнении госбюджетных НИР, результаты которых внедрены в ИРЭ НАН Украины (г. Харьков) и в учебный процесс в Донецком национальном университете. Практическое применение результатов диссертации подтверждено актами о внедрении.

Личный вклад соискателя. В работах, опубликованных с соавторами, автору принадлежат: в [6] анализ проблемы, написание работы, в [112, 152] – проведение моделирования и оптимизация топологии, в [52, 53, 54, 108, 109] – анализ, моделирование, разработка узлов устройства, в [51, 110, 111, 153, 159] – построение модели, проведение расчетов, интерпретация результатов, в [112] – разработка устройства, в [113, 154] – идея, проведение экспериментов.

Апробация результатов диссертации:

Материалы диссертации докладывались на 12, 14 и 18 международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» г. Севастополь, 2004 и 2008; IEEE Asian Solid-State Circuits Conf., Nov. 2005; IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007, New Orleans, USA; Custom Integrated Circuits Conference, CICC '07, September 16 – 19, 2007 San Jose, California; 4-й та 9-тій міжн. молодіжній наук.-техн. конф. «Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій (РТ-2008 та РТ-2013)», Севастополь, 2008, 2013; 4th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2008, Sevastopol, XIth and XIIth International Conference «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. TCSET» Lviv – Slavske, Ukraine, 2012 и 2014; на научных конференциях ДонНУ по итогам научно-исследовательской работы за 2010, 2012 гг.

Публикации по теме диссертации. Основные результаты исследований опубликованы в 20 работах, в том числе в 6 статьях в зарубежных и украинских журналах, входящих в список ВАК, 1 статье в журнале не из списка ВАК, в 1 патенте Украины на полезную модель и в 1 свидетельстве Украины на топо-

графию интегральной схемы; в 11 докладах, которые вошли в Труды международных конференций.

Результаты исследований представлены в четырех разделах.

В первом разделе диссертации, который имеет обзорно-концептуальный характер, обобщен опыт исследования и построения устройств, выполняющих роль основных узлов высокочастотной части приемопередатчиков в интегральном исполнении, с акцентом на их характеристики, ограниченные условиями минимального потребления энергии, получения высокого коэффициента полезного действия (КПД) и минимального коэффициента шума устройства. Рассмотрено современное состояние приемников прямого преобразования, приемопередатчиков для работы со сверхширокополосными сигналами и автогенераторов с высоким КПД, работающих в режиме класса E.

Второй раздел посвящен разработке пассивного двойного балансного смесителя на МОП транзисторах по интегральной КМОП технологии в составе приемников и передатчиков СВЧ диапазона. Ряд устройств был исследован экспериментально. Изучены вопросы построения новых конструкций смесителей и вопросы анализа их линейных и шумовых характеристик.

Третий раздел посвящен решению вопросов создания трансиверов сверхширокополосных сигналов СВЧ диапазона и их составных узлов с минимальной потребляемой мощностью.

Четвертый раздел посвящен разработке узлов интегральных схем и устройств на дискретных элементах ВЧ и СВЧ диапазонов класса E с целью улучшения их функциональных и шумовых свойств.

Таким образом, в 4 разделах диссертации решены все поставленные задачи исследований.

Автор выражает благодарность своему научному руководителю, коллегам – соавторам научных работ за сотрудничество.

РАЗДЕЛ 1

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ АНАЛОГОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ
МИКРОСХЕМ С МАЛЫМ ПОТРЕБЛЕНИЕМ ЭНЕРГИИ НА КРЕМНИЕВЫХ
КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В разделе производится обзор литературы по методам построения приемно-передающих устройств сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона, их отдельных функциональных блоков, и устройств генерации и усиления СВЧ колебаний, выполненных в виде аналоговых интегральных схем на кремнии. Рассмотрение ведется с позиции построения устройств с комплексом требований к критическим параметрам, к которым в первую очередь относятся: малое потребление энергии, низкий коэффициент шума, соответствие коммуникационным стандартам, низкая стоимость изготовленной интегральной схемы (ИС). Рассмотрены методы улучшения характеристик аналоговых схем при работе полупроводниковых приборов в ключевом режиме, когда его функционирование можно описать двумя состояниями: «открыто» – с низким сопротивлением и «закрыто» – с высоким сопротивлением. В последнее время такие режимы используются для повышения КПД активных устройств и снижения шумов.

Особое внимание уделено разработке устройств по интегральной технологии с комплементарными (двух типов проводимости) полевыми транзисторами с изолированными затворами (металл-окисел-полупроводник, КМОП), как наиболее отработанной технологии, легко обеспечивающей интеграцию на одном кристалле аналоговых и цифровых устройств [1-5].

Некоторые результаты раздела опубликованы в [6].

1.1. Методы построения микроволновых приемопередатчиков с малым потреблением энергии

Одним из способов снижения потребляемой мощности устройств является упрощение их принципиальной схемы. При этом уменьшение количества

транзисторов снижает ток потребления, как в статическом, так и в динамическом режиме, и уменьшает площадь кристалла ИС.

Одним из вариантов упрощения схемы при сохранении достаточных качественных показателей трансивера является использование метода прямого преобразования – радиочастотный сигнал подается на смеситель, где смешивается с сигналом гетеродина, чья частота равна несущей частоте радиосигнала. Получившийся сигнал располагается в полосе частот, начинающейся с нулевой частоты – бэйсбэнд диапазон.

На рис. 1.1 показана архитектура прямого преобразования. Она воплощает естественный подход преобразования сигнала из ВЧ в бэйсбэнд диапазон, используя квадратурный сигнал от гетеродина, частота которого равна несущей частоте ВЧ сигнала. Оба канала I (синфазный) и Q (квадратурный) необходимы, поскольку две половины спектра типичного фазо- и частотно-модулированного сигнала содержат разную информацию и происходят необратимые искажения данных, если они перекрывают друг друга при преобразовании частоты вниз на центрированный относительно нулевой частоты спектр без разделения на два канала. Основное усиление и селекция каналов с помощью фильтра низких частот (ФНЧ) происходит в бэйсбэнд диапазоне.

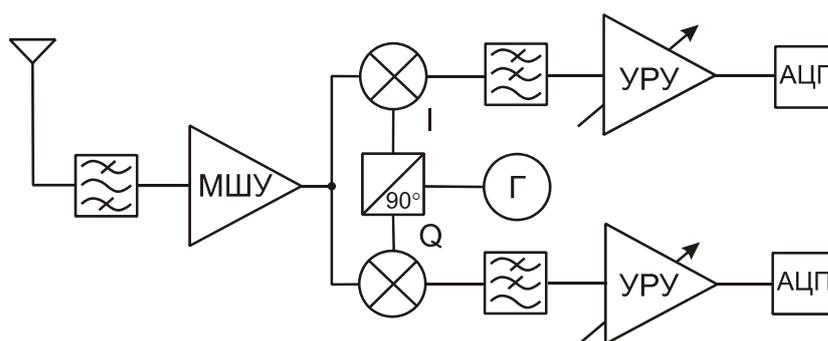


Рис. 1.1. Приемник прямого преобразования, Г – гетеродин

Если возможно удовлетворить требования коммуникационного стандарта, используя эту архитектуру, она становится предпочтительнее супергетеродинного приемника. Во-первых, отпадает потребность в преселекторе для зеркального канала и в фильтре промежуточной частоты, так как при прямом преоб-

зовании частоты ВЧ и гетеродина одинаковы и зеркальный сигнал равен самой рабочей частоте, и выбор канала осуществляется ФНЧ. В случае использования смесителя с устранением зеркального канала можно не применять внешний фильтр на зеркальную частоту. Но фильтр на промежуточную частоту, который может быть внешним громоздким и дорогим фильтром на ПАВ (поверхностных акустических волнах), должен присутствовать принципиально и не может быть устранен на пути интеграции в ВЧ радиоприемник. Это преимущество приемников прямого преобразования (ППП) становится критичным в свете работы по нескольким стандартам связи. В супергетеродинных приемниках, работающих по различным стандартам с отличающимися частотными полосами каналов, для каждого стандарта необходимы свои фильтры на ПАВ, поэтому серьезно возрастает общая стоимость приемника. Тогда как в ППП активный перестраиваемый ФНЧ может быть встроен в кристалл. Это решение рассматривается как прямо применимое в случае третьего поколения коммуникационных стандартов с переменной шириной пропускания канала. В дополнение к этому, поскольку отсутствует внешний фильтр, малошумящий усилитель (МШУ) не должен иметь нагрузку 50 Ом, согласование выхода МШУ и входа смесителя не является критичным, что дает больше свободы для проектировщика [6].

У ППП имеются специфические проблемы, которые требуют решения при создании готовых устройств. Первая из них – смещение уровня постоянной составляющей – СПС (DC offset), возникающее вследствие ряда причин, среди которых основная – смешение сигнала гетеродина, поступившего на соответствующий вход смесителя, с частью сигнала гетеродина, разными путями попавшего на высокочастотный (ВЧ) вход смесителя. Это смещение вызывает как искажение бэйсбэнд сигнала, так и может ввести в насыщение последующие каскады усиления [7]. Простейшим решением этой проблемы является фильтрация верхних частот, СПС устраняется емкостной связью бэйсбэнд части схемы. Если активный фильтр имеет высокий импеданс, разделительный конденсатор достаточно мал для интеграции на кристалле. Однако простейшее решение работает только когда имеются специфические спектральные свойства

ключевой частотной модуляции (манипуляции) (FSK – frequency shift keying): максимум спектра на $\pm 4,5$ кГц и провал на нулевой частоте по крайней мере на 25 дБ относительно максимума. Моделирование показывает, что простая емкостная связь (RC фильтр) с частотой среза 1 кГц не вносит потерь в чувствительность приемника, когда канальный фильтр пропускает полезный спектр сигнала между 1 и 10 кГц [8].

Спектр наиболее спектрально эффективных методов модуляции, таких как GMSK и QPSK, демонстрирует пик на нулевой частоте. Пройдя преобразование на нулевую частоту, СПС будет добавлено к пику спектральной плотности. Это делает практически невозможным обнуление смещения емкостной связью, поскольку энергия сигнала будет срезана до нуля на центральном максимуме. Например, моделирование типичного 200 кГц спектра, с целевой ошибкой на бит (bit-error rate) 10^{-3} , при вырезании 5 Гц на нулевой частоте приводит к 0,2 дБ потери чувствительности приема, когда этот вырез шириной только 20 Гц, тогда приемник прекращает работу [8]. Это требует непрактично большого конденсатора для создания такой узкой области подавления сигнала, и фазовые искажения вследствие RC связи будут еще ухудшать характеристики приемника. Также при работе в режиме коротких сообщений емкость будет приводить к очень большому времени переходного процесса.

В некоторых приемниках СПС может быть устранено цифровым способом, путем добавления различных адаптивных компенсаторов усиления и фазы [6, 9-11]. Другая группа способов устранения СПС – применение обратной связи по постоянному току в бэйсбэнд каскадах, что снижает влияние СПС, возникающего на входе [6].

Устранить СПС позволяет применение субгармонического смесителя, в котором частота гетеродина в два раза меньше частоты входного сигнала (в общем случае в СВЧ диапазоне используется соотношение $|n\omega_{LO} - \omega_{RF}|$, где ω_{LO} – частота гетеродина – local oscillator), тогда попадание сигнала гетеродина на ВЧ вход смесителя не вызывает заметного появления СПС [6, 12, 13]. Частота, равная частоте входного сигнала, в субгармоническом смесителе мо-

жет появляться как за счет нелинейностей смесителя, так и при применении многофазных сигналов, которые в сумме создадут воздействие, равное воздействию частоты, равной центральной частоте принимаемого сигнала. Недостатком субгармонического смесителя является более сложная схема, требующая больших мощности питания и площади кристалла [14 - 16]. Но это устройство является интересным для применения в КВЧ аппаратуре [17, 18].

Вторая проблема ППП – это рассогласование каналов I и Q, под которым понимают различия в амплитудах и фазах информационных сигналов и сигналов гетеродина, что приводит к искажению созвездия выходных сигналов и к снижению скорости передачи информации. Решением этой проблемы является тщательное проектирование схемы для выравнивания амплитуд и фаз сигналов и введение органов регулирования сигналов в ветвях I и Q [6, 7, 19].

Еще одной проблемой ППП являются интермодуляционные искажения второго порядка (ИМ2), соответствующие формуле $|f_1 - f_2|$. В отличие от супергетеродинных приемников, у которых помеху создают интермодуляционные составляющие нечетных порядков, в основном третьего $|2f_1 - f_2|$, тут в полосу бэйсбэнд сигнала попадают разностные сигналы, которые на практике в основном образованы сильными сигналами соседних каналов передачи информации [6, 7]. Доминирующей причиной появления этих искажений и паразитных сигналов является квадратичная нелинейность приемного тракта.

Базовым решением этой проблемы является использование дифференциальных МШУ и двойных балансных смесителей. Использование развязывающего конденсатора между МШУ и смесителем, с целью задержки низкочастотных составляющих, также является хорошим решением [20]. Также существует много вариантов использования техники создания предискажений, методов компенсации интермодуляционных искажений, которые дают хорошие результаты, но связаны с усложнением схемы [19, 21, 22].

Важной проблемой ППП является фликкер шум (шум со спектральной зависимостью $1/f$), который присутствует непосредственно в полосе бэйсбэнд сигнала и может существенно ограничить возможности приемника [6, 7, 23].

Для решения этой проблемы требуется осуществлять комплексное улучшение линейности входных устройств, увеличивать усиление МШУ, увеличивать площадь транзисторов в бэйсбэнд секции приемника.

Еще одной проблемой ППП является утечка сигнала гетеродина на вход приемника и синхронизация (сдвиг фазы) сигнала гетеродина частотой помехи или отраженным сигналом гетеродина. Это может серьезно ухудшить параметры приемника. Методами решения являются: улучшение развязки каскадов (МШУ, смесителя, гетеродина) между собой и с антенной, для чего, например, применяется каскодная схема МШУ; применение симметричных схем включения гетеродина; работа ГУН гетеродина на частоте $f_{ex}/2$ или $2/3$ (или $3/4$) от входной частоты [6, 9, 11].

Анализ современного состояния ППП показывает, что их развитие продолжается по пути постоянного усовершенствования как их составных частей, так и взаимодействия между ними, что позволяет постепенно улучшать параметры приемников [6, 24, 25].

1.2. Приемопередатчики для систем сверхширокополосной связи в интегральном исполнении

Потребность в большом количестве беспроводных соединений на небольшом расстоянии привела к разработке стандартов связи в сверхширокополосном (ultra wideband – UWB) диапазоне 3,1-10,6 ГГц. Появились стандарты IEEE 802.15.4a – импульсное радио (IR-UWB), IEEE 802.15.3a – множественный доступ с кодовым разделением (DS-CDMA UWB) и многочастотные системы с ортогональной частотной модуляцией (Multi-Band OFDM UWB). Наиболее массовыми обещают быть системы IR-UWB – это беспроводные локальные сети малого радиуса действия, сенсорные сети, радары и сенсоры для транспорта, полиции, медицинских систем, позиционирование и идентифи-

кация объектов и др. Эти системы ставят перед приемопередатчиками требования по интегральному исполнению, малой потребляемой мощности, простоте, малым размерам и соответственно малой стоимости [26-28].

Эти достаточно общие требования часто дополняются особенностями построения систем – например IR-UWB является также многообещающей технологией для низкоскоростных, работающих на близком расстоянии ВЧ меток, сенсорных цепей [29], с возможностями определения координат и отслеживания перемещений. Для этих цепей основной целью является уменьшение потребляемой мощности и упрощение конструкции для увеличения срока службы батарей и высокий уровень интеграции для снижения стоимости. Кроме того, большая часть информации передается от сенсорного узла, который работает как передатчик, к управляющему (головному) прибору (приемнику). Поэтому важно иметь энергоэффективный передатчик и сместить сложность конструкции на головной прибор (устройство) для обеспечения экономии мощности передатчика.

Другим важным требованием является работа с ограничением спектральной плотности мощности (СПМ), СПМ должна быть не больше значения – 41.3dBm/MHz в диапазоне до 10,6 ГГц, а на отдельных участках еще ниже [26]. Появляется задача сформировать сверхширокополосный сигнал с заданными параметрами в условиях ряда ограничений. Эта приводит к задаче построения экономичного генератора радиоимпульсов с заданными параметрами [27, 28, 30]. Построение приемника сверхширокополосной системы связи при требовании получить минимальное энергопотребление может быть решено применением некогерентного приемника [28, 30], что требует разработки соответствующих технических решений. Известно несколько работ по разработке приемопередатчиков IR-UWB. Существуют две схемы демодуляции для IR-UWB систем – когерентная и некогерентная. Когерентный приемопередатчик в [31] очень сложен и имеет проблемы точной временной синхронизации между передатчиком и приемником. Некогерентный приемопередатчик, предложенный в [32, 33], не нуждается в сложном блоке синхронизации. Он отличается

более простой конструкцией, занимает меньшую площадь кристалла и поэтому имеет меньшую стоимость; недостатками являются восприимчивость к шуму и сигналам сторонних каналов.

В настоящее время продолжаются работы по совершенствованию приемопередатчиков (трансиверов) UWB в направлениях повышения скорости передачи информации [34], применения новых технологических процессов для разработки передатчиков на цифровых ИС [35]. Не прекращаются разработки радаров для наблюдения и биомедицинских применений с усовершенствованием схем формирования выходных импульсных сигналов [36]. Общей тенденцией является повышение разнообразия разрабатываемых схем и устройств, что указывает на востребованность данных приложений на рынке. Уникальность применений UWB устройств создает потребность в разработке массовых, экономичных и дешевых ИС данного диапазона.

1.3. Генераторы и усилители с высоким КПД и другие ключевые устройства в интегральном исполнении

При разработке радиотехнических устройств в интегральном исполнении необходимо разрабатывать СВЧ усилители мощности, к числу желаемых свойств которых относится низкое потребление энергии (высокий коэффициент полезного действия). Возможными решениями являются использование высокоэффективных классов работы усилителей мощности (классы E, F, J и др.) [37], которые позволяют создавать усилители высокочастотного и микроволнового диапазонов, в том числе и в интегральном исполнении [38, 39].

Обычно такие усилители выполняются на основе дискретных элементов или в виде микросхем на GaAs или GaN подложках, что позволяет повысить высокочастотные свойства и КПД усилителей, но существенно повышает их стоимость [40]. Имеются варианты выполнения таких усилителей на кремниевых подложках в рамках КМОП и БиКМОП технологий [41 - 43].

Также представляет интерес использование автогенераторов с высоким КПД (классов E, F и других), возможные варианты их применения – самые про-

стые радиотехнические системы с повышенной выходной мощностью и КПД [44 - 46]. Поэтому возникает задача исследования шумовых свойств таких систем, в частности, изучение шумов автогенератора класса E в условиях синхронизации стабильным сигналом. Активно изучаются ключевые режимы работы активных элементов в усилителях и автогенераторах ВЧ и СВЧ, в частности, в виде ИС, как для повышения КПД этих устройств, так и для возможного улучшения их шумовых свойств [47 - 49].

Можно сделать вывод о необходимости исследования ключевых режимов работы устройств ВЧ и СВЧ, в том числе выполненных по технологии КМОП ИС на кремнии, поскольку это позволит развить теорию и практику их применения и получить устройства с лучшими характеристиками.

1.4. Выводы по разделу 1

Проведенное рассмотрение состояния разработки и применения приемопередатчиков в виде аналоговых интегральных схем сверхвысокочастотного диапазонов позволяет сделать выводы.

1. Существует потребность в разработке новых, простых и более энергоэффективных с повышенными техническими характеристиками приемопередатчиков, удовлетворяющих требованиям телекоммуникационных стандартов и выполненных по наиболее дешевой и универсальной КМОП технологии.

2. Вариантом решения поставленных задач может быть использование в аналоговой технике переключательных и ключевых (класс E) режимов работы аналоговых устройств, что обеспечивает снижения тока, потребляемого приемопередатчиками.

3. Для решения поставленных задач важно искать решения, учитывающие взаимодействие узлов трансиверов: малошумящих усилителей, смесителей, автогенераторов, усилителей с регулируемым усилением, схем детектирования энергии и усилителей мощности; оптимальную структуру трансивера возможно получить при их совместной разработке.

РАЗДЕЛ 2

ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ ЧАСТЬ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА СВЧ ДИАПАЗОНА
ПО ИНТЕГРАЛЬНОЙ КМОП ТЕХНОЛОГИИ 0,18 МКМ

В данном разделе рассматривается разработка высокочастотной части приемопередатчика прямого преобразования на 2,4 ГГц для стандарта IEEE 802.15.4 [50] на основе интегральной КМОП технологии с проектными нормами 0,18 мкм с целью минимизации потребляемой мощности. Также рассматриваются конструкции и режимы работы субгармонического смесителя и активного смесителя на диапазон 5,15÷5,825 ГГц.

ВЧ приемник содержит МШУ, квадратурный пассивный смеситель и усилитель-преобразователь импеданса. Пассивный смеситель в токовом режиме показывает очень хорошие характеристики по шуму типа $1/f$ и подходит для преобразования ВЧ сигнала непосредственно в бэйсбэнд сигнал. Кроме того, этот тип пассивного смесителя показывает высокие линейные характеристики, что ведет к линейным характеристикам приемника в целом. Рассматриваются и другие вопросы построения сверхвысокочастотных смесителей в интегральном исполнении.

Полученные в этом разделе результаты опубликованы в [51 - 55].

2.1. Пассивный смеситель для трансивера в интегральном исполнении

Разработка однокристалльных маломощных КМОП приемопередатчиков для диапазона 2,4 ГГц активизировалась вследствие требований увеличения срока службы батарей и меньшей стоимости устройств для таких приложений как Блютуз и IEEE 802.11b [56, 57]. С введением стандарта IEEE 802.15.4 [50] требования низкой стоимости и малой потребляемой мощности становятся доминирующими для трансиверов. Стандарт IEEE 802.15.4 поддерживает три рабочих частотных диапазона: 868 МГц в Европе, 915 МГц в Америке, и 2,4 ГГц по всему свету. Скорость передачи данных стандарта IEEE 802.15.4 изменяется от 20 до 250 кбит/с в зависимости от рабочей частоты. Этот стандарт применя-

ется в бизнесе, индустрии, потребительской электронике, играх и т.д. Эти системы должны работать от нескольких месяцев до года на одной дисковой батарее без зарядки.

Несколько конструкций КМОП приемопередатчиков на частоту 2,4 ГГц были опубликованы в последние годы [58 - 63]. Однако эти устройства потребляют довольно большую мощность. Для проектирования устройств с малой потребляемой мощностью наиболее общее решение – это применение техники повторного использования тока [58]. Но использование этой техники ограничивает линейность из-за последовательного включения транзисторов.

Для достижения в трансивере стандарта IEEE 802.15.4 на частоту 2,4 ГГц главной цели – малого потребления энергии, низкого фликкер шума ($1/f$) и высокой линейности приемника, используется небалансный маломощный малошумящий усилитель, за которым включен квадратурный пассивный смеситель, работающий в токовом режиме [51]. В цепи передатчика требования малой потребляемой мощности также приняты во внимание применением квадратурного пассивного смесителя и недифференциального усилителя с первым каскадом по известной каскодной топологии и со вторым каскадом – по сложенной каскодной схеме [64].

2.1.1. Выбор конструкции смесителя для трансивера по схеме прямого усиления

При разработке беспроводного трансивера используются три общие архитектуры: супергетеродинные, с низкой промежуточной частотой и прямого преобразования [65]. Супергетеродинная схема наиболее широко используется в современных трансиверах для портативных устройств, так как эта архитектура обеспечивает высокие и стабильные показатели [66, 67]. Однако, одним из основных недостатков этой архитектуры является прием по зеркальному каналу. Для разрешения этой проблемы обычно требуется использовать с кристаллом фильтр на ПАВ [67]. Такая архитектура требует более чем одного смесителя, что влечет потребление большей мощности и делает реализацию трансивера

более сложной. Несомненно, эта архитектура не подходит для устройств с низкой потребляемой мощностью и малой стоимостью. И наоборот, архитектура прямого преобразования является очень недорогой вследствие высокой степени интеграции. В схемах прямого преобразования нет необходимости в фильтре подавления зеркальной частоты, и полосно-пропускающий фильтр на промежуточную частоту заменяется фильтром нижних частот (ФНЧ). Архитектура, называемая «низкой промежуточной частотой» (low-IF), была разработана для устранения недостатков обеих архитектур, описанных ранее [68]. Тем не менее, эта архитектура (low-IF) все так же страдает от некоторых проблем, таких как требуемая высокая скорость передачи (выборки) аналого-цифрового преобразования (АЦП) и ограничение подавления зеркального канала вследствие рассогласования (отличия каналов) по усилению и фазе [69], ведущих к высокому потреблению мощности питания. В разрабатываемой схеме, на основе рассмотрения требований малой стоимости и малого потребления энергии, была выбрана архитектура прямого преобразования, рис. 2.1. Как видно из рис. 2.1, в приемнике входной СВЧ сигнал усиливается в МШУ и преобразуется вниз непосредственно в бэйсбэнд двойным балансным смесителем, работающим в токовом режиме, с низкими значениями импедансов источника сигнала и нагрузки. Токковый режим смесителя улучшает линейность смесителя при низком напряжении питания и одновременно минимизирует вклад в шум на бэйсбэнд полосе частот. После преобразования вниз токковый бэйсбэнд сигнал трансформируется в сигнал в виде напряжения в трансимпедансном усилителе (ТИУ). В схеме обработки бэйсбэнд сигнала структуры, альтернативные ФНЧ и усилителю с регулируемым коэффициентом усиления (УРУ), применены для получения компромисса между параметрами при малой потребляемой мощности [70].

В схеме передатчика бэйсбэнд сигнал после цифро-аналогового преобразования фильтруется ФНЧ и усиливается усилителем с варьируемым усилением. После чего аналоговый бэйсбэнд сигнал преобразуется на рабочую частоту в СВЧ диапазон непосредственно в квадратурном смесителе и передается в антенну через усилитель мощности (УМ). В блоке синтеза частоты квадратурный

сигнал для подачи на смесители получается с использованием известного дифференциального LC генератора, управляемого напряжением (ГУН), работающего на удвоенной частоте входного СВЧ сигнала, сигнал, подаваемый на смеситель, получается после схемы деления частоты ГУН на два.

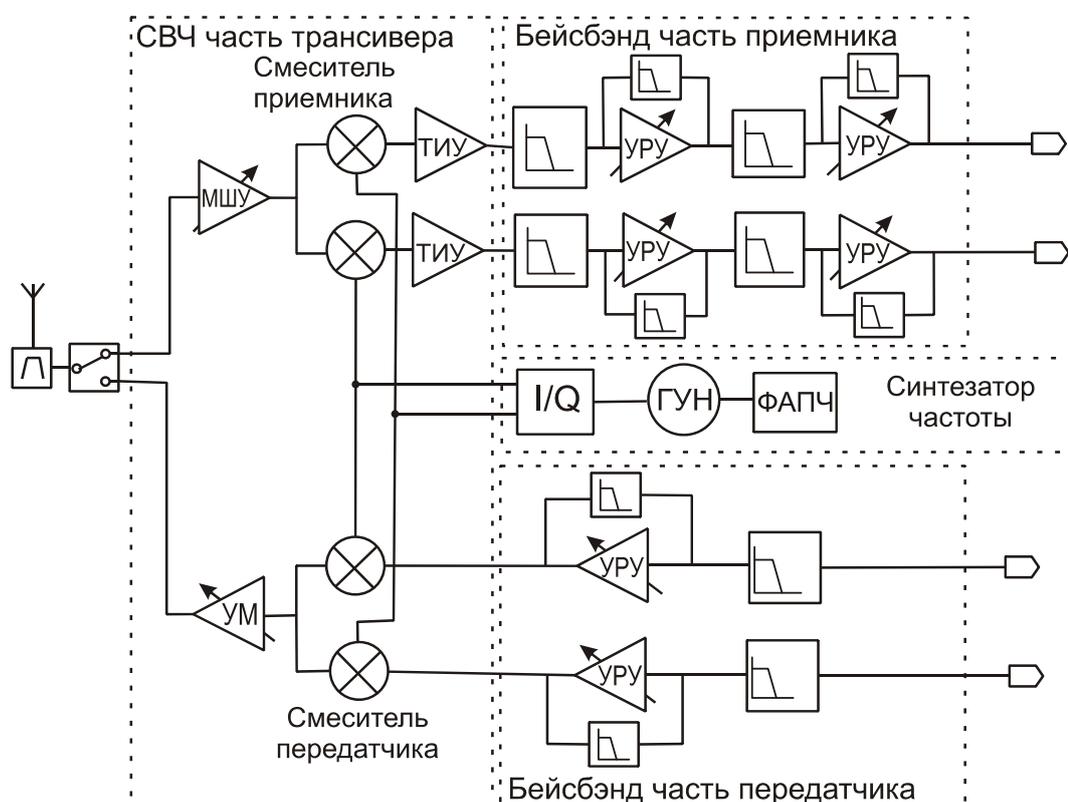


Рис. 2.1. Схема трансивера. МШУ – малошумящий усилитель, ТИУ – трансимпедансный усилитель, УРУ – усилитель с регулируемым усилением, ГУН – генератор, управляемый напряжением, УМ – усилитель мощности, ФАПЧ – схема фазовой автоподстройки частоты, \square – ФНЧ.

Чтобы прийти к архитектуре прямого преобразования, в данном исследовании приняты во внимание следующие аспекты разработки:

- Проблема смещения уровня постоянного напряжения элиминируется путем использования ФНЧ_{ОС} в цепи обратной связи в УРУ как показано на рис. 2.1. Требуемая частота среза ФНЧ_{ОС}, удовлетворяет стандартным требованиям и будет получена далее.

- Проблема шума $1/f$ может быть минимизирована как использованием пассивного смесителя для преобразования «вниз», так и применением отрицательной обратной связи, которая решает проблемы со смещением постоянного напряжения.
- Искажения четного порядка, среди которых доминируют искажения второго порядка, уменьшаются использованием двойного балансного смесителя, тщательным проектированием топологии схемы и симметричной трассировкой путей подачи сигнала СВЧ и гетеродина. Но важность проблемы невелика, так как требования по параметру нелинейности $IP2$ ослаблены в силу специфики задачи – работы по стандарту IEEE 802.15.4.
- Проблема с отклонением фаз сигналов I/Q синфазных и квадратурных компонент может быть разрешена путем выполнения симметричной топологии на поверхности кристалла. Допустимая величина ошибки значений векторов по стандарту IEEE не очень мала ($<35\%$), поэтому рассогласование I/Q сигналов в данном случае не является критичным.
- Проблема вытекания (проникновения на антенный выход) сигнала гетеродина может быть элиминирована работой ГУН на удвоенной частоте принимаемого сигнала и последующего деления частоты. Использование каскодных схем МШУ и УМ также помогает сдерживать проникновение сигнала благодаря высокой развязке входа и выхода трансивера.
- В случае передатчика, благодаря относительно высокому уровню входного сигнала, проблемы СПС и фликкер шума, являющиеся основными в приемниках прямого усиления, становятся менее критичными.

Спецификации трансивера: коэффициент шума, нелинейность, селективность и выбор канала фильтром нижних частот удовлетворяют требованиям стандарта IEEE 802.15.4 [71] и сведены в табл. 2.1. Требования к частоте среза ФНЧ_{ОС} могут быть найдены путем моделирования характеристик приемника по отношению BER (bit-error-rate, количеству ошибок на принятый бит информации) в зависимости от частоты среза ФНЧ_{ОС}. Как показано в [72], частота среза ФНЧ_{ОС} может быть выбрана в пределах 5% от частоты среза ФНЧ, и приемник

нуждается только в 1 дБ усиления больше для получения того же самого показателя BER. Поэтому частота среза для ФНЧ_{ос} выбрана 75 кГц.

Таблица 2.1

Параметры трансивера для разработки

	Параметр	Значение		Параметр	Значение
Приемник	Чувствительность, дБм	-85	Передатчик	Выходная мощность, дБм	0
	Коэффициент шума, дБ	<15,5		Точка P1дБ, дБм	0
	Точка IP3, дБм, при: высоком усилении; малом усилении	>-32		ФНЧ Баттерворта 2 по- рядка	1,5 МГц
		>-10			Коэффициент усиления, дБ
	Точка IP2, дБм	> 10,5	Гетеродин	Фазовый шум при рас- стройке 3,5 МГц	-102 дБн
	ФНЧ Баттерворта 3 по- рядка	1,5 МГц		Мощность, дБм	> 0
	Регулировка усиления, дБ	65			

После определения общих характеристик трансивера следующим шагом является разработка проекта системного уровня для определения спецификации индивидуальных блоков приемопередающей системы. Как показано на рис. 2.1, трансивер делится на пять отдельных блоков: Rx – ВЧ, состоящий из МШУ, преобразователя частоты вниз и трансимпедансного усилителя (усилителя – преобразователя импеданса); Tx-ВЧ, состоящий из преобразователя частоты вверх и УМ; Rx-бэйсбэнд; Tx-бэйсбэнд; синтезатор частоты.

Обычно для определения коэффициентов шума индивидуальных блоков в системе последовательно включенных каскадов используется формула Фрииса [73]. В соответствии с введенными обозначениями имеем [74]

$$F_{total} = F_{Rx-RF, Rs} + \frac{F_{Rx-baseband, Rout, Rx-RF} - 1}{A_{P, Rx-RF}}, \quad (2.1)$$

где F_{RX-RF} и $A_{P, Rx-RF}$ являются коэффициентом шума и доступным коэффициентом усиления по мощности блока Rx-RF.

Доступный коэффициент усиления по мощности блока Rx-RF записывается в следующем виде

$$A_{P,Rx-RF} = \left(\frac{R_{in,Rx-RF}}{R_S + R_{in,Rx-RF}} \right)^2 A_{v,Rx-RF}^2 \frac{R_S}{R_{out,Rx-RF}}, \quad (2.2)$$

где R_S – импеданс источника, и R_{in} , R_{out} и A_v – входной импеданс, выходной импеданс и усиление по напряжению блока Rx-RF.

Для вычисления общей входной точки пересечения третьего порядка, ИРЗ, использовалось следующее выражение [74]

$$\frac{1}{(ИРЗ_{total})^2} \approx \frac{1}{(ИРЗ_A)^2} + \frac{A_v^2}{(ИРЗ_B)^2}. \quad (2.3)$$

Из выражений (2.1)-(2.3) следует возможность множества комбинаций параметров блоков для получения требуемых характеристик. Набор параметров определен исходя из опыта и измеренных результатов успешных экспериментальных блоков. В процессе разработки некоторые из параметров изменялись на основе опытных данных. Выбранное распределение усиления по блокам, параметры нелинейности и допустимые погрешности квадратурных сигналов для отдельных блоков приемника приведены в табл. 2.2, а для блоков передатчика – в табл. 2.3.

Таблица 2.2

Спецификации приемника – ВЧ устройства и бэйсбэнд часть

Параметры приемника		ВЧ	Бэйсбэнд
Усиление, дБ		30	-20 ÷ 65
Коэффициент шума, дБ		8	20
ИРЗ, дБм	Высокое усиление	-12	-30
	Низкое усиление	-8	10
ИР2, дБм		> 20	> 20
Рассогласование I/Q	Усиление, дБ	< 2	< 2
	Фаза, град.	< 2	< 2

Спецификации передатчика – ВЧ устройства и бэйсбэнд часть

Параметры передатчика		ВЧ	Бэйсбэнд
Усиление, дБ		10	-20 ÷ 20
Точка 1 дБ компрессии (IP1), дБ		2	15
IP3, дБм		10	12
IP2, дБм		> 30	> 30
Рассогласование I/Q	Усиление, дБ	< 2	< 2
	Фаза, град.	< 2	< 2

2.1.2. СВЧ приемник

Предложенные входные цепи СВЧ приемника, показанные на рис. 2.2, состоят из недифференциального МШУ, двойного балансного пассивного смесителя, работающего в токовом режиме, и трансимпедансного усилителя. Эта схема выбрана по многим причинам. Небалансный МШУ рассеивает меньшую мощность, чем дифференциальный усилитель. Пассивный смеситель не рассеивает мощность постоянного тока, поэтому общая мощность потребления устройства может быть снижена. Вследствие отключения постоянного тока в пассивном смесителе, вкладом шума $1/f$ можно пренебречь [52, 75, 76]. Двойной балансный смеситель используется для уменьшения прохождения сигнала гетеродина на антенный вход. Небалансный МШУ, управляющий двойным балансным смесителем, может быть использован, поскольку требуемая входная точка пересечения второго порядка (IP2), определенная стандартом IEEE 802.15.4 не так высока, как в других телекоммуникационных стандартах. Как видно на рис. 2.2, выходной сигнал МШУ подключен к одному из дифференциальных входов смесителя через разделительную емкость C_{bp} . В результате моделирования установлено, что при использовании этого подхода только полный коэффициент преобразования уменьшится на 3 дБ, в то время как сохраняется большинство преимуществ дифференциального сигнала, таких как малые искажения второго порядка и проникновение сигнала гетеродина.

уровня шума, особенно для развитой технологии ИС [79]. Но при малом потреблении мощности, малом значении избыточного напряжения или малой крутизне транзистора g_m значение L_s , которое бы удовлетворяло одновременно требованиям по шуму и согласованию, получается большим. А при большой L_s минимальное значение коэффициента шума F_{\min} для данной технологии может значительно вырасти [80]. В итоге, значение ожидаемого коэффициента шума для МШУ может быть больше чем F_{\min} , нивелируя идею об одновременном согласовании по шуму и входному сопротивлению. Для преодоления этой проблемы предложена топология МШУ (рис. 2.2), использующая метод согласования [81]. От известных каскодных МШУ предложенный отличается дополнительной емкостью C_{ex} . Ее введение добавляет степень свободы для достижения одновременного согласования по шуму и мощности при ультра малом потреблении мощности.

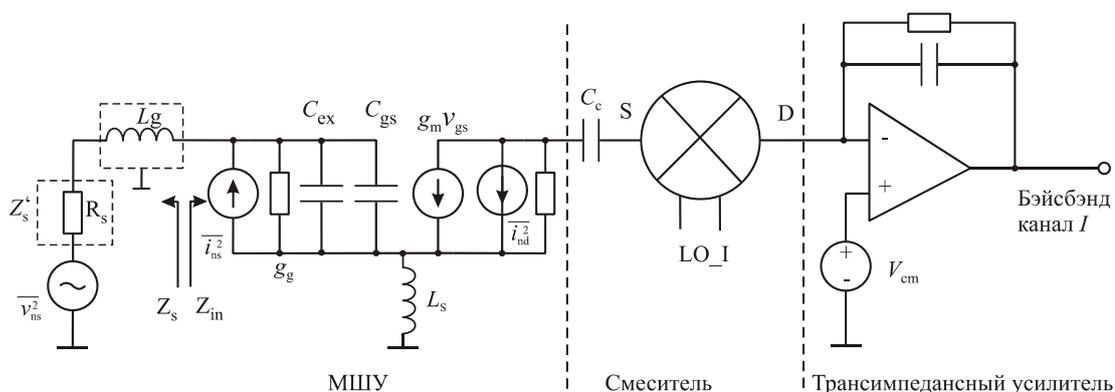


Рис. 2.3. Упрощенная схема СВЧ части приемника с обозначением шумовых источников в малошумящем усилителе

Расчет данного МШУ проводился по методу одновременного шумового и входного согласования с ограничением по потребляемой мощности (Power-Constrained Simultaneous Noise and Input Matching, PCSNIM) [79]. В этом методе используется аналитический расчет параметров упрощенной схемы МШУ (рис. 2.3) с активной нагрузкой, представляющей смеситель. В таблице 2.4 приведен

порядок расчета. Вывод формул и объяснение методики расчета даны в Приложении А.

Таблица 2.4

Порядок расчета МШУ

<p>Шаг 1. Определение избыточного напряжения $V_{GST} = V_{GS} - V_{TH}$</p>	$F_{\min} = 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\gamma\delta(1- c ^2)}, \quad (2.4)$ $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}} = \frac{g_m}{C_{ox}WL} = \frac{\mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{GST}}{L} = \frac{\mu}{L^2} V_{GST}, \quad (2.5)$
<p>Шаг 2. Определение емкости затвор-исток C_{gs}</p>	$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L_{\min}} V_{GST}^2 = \frac{1}{2} \mu \frac{C_{gs}}{L_{\min}^2} V_{GST}^2, \quad (2.6)$
<p>Шаг 3: Необходимая дополнительная емкость C_{ex} диктуется уравнением</p>	$\frac{\sqrt{\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1- c ^2)}}}{\omega C_{gs} \left[\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1- c ^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha c \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right]} = R_s, \quad (2.7)$
<p>Шаг 4: Нахождение индуктивности L_s</p>	$\frac{g_m L_s}{C_t} = R_s, \quad (2.8)$
<p>Шаг 5: Нахождение L_g</p>	$\frac{j \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}{\omega C_{gs} \left[\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1- c ^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha c \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right]} - j\omega L_s = j\omega L_g. \quad (2.9)$

Индуктивность L_d находится по результатам численного расчета нахождения параллельного резонанса этой индуктивности, с учетом ее паразитной емкости, с суммарной емкостью стока и входной емкости смесителя.

Используемые в формулах величины: C_{gs} – емкость затвор-исток транзистора VT1; g_m – крутизна транзистора VT1; V_{GS} – напряжение затвор-исток

транзистора VT1; V_{DS} – напряжение сток-исток транзистора VT1; I_D – постоянная составляющая тока стока; ω_T – граничная частота VT1; δ и γ – константы, равные $4/3$ и $2/3$ для данной модели прибора; c – коэффициент корреляции между шумом индуктивности затвора и шумом канала, равен $0,4$ для данной модели прибора; W – ширина затвора; L_{\min} – минимально доступная длина затвора в данной технологии; μ – подвижность носителей заряда; C_{ox} – удельная емкость слоя диэлектрика под затвором на единицу площади; R_s – активное сопротивление источника сигнала. $C_t = C_{gs} + C_{ex}$, $\alpha = g_m/g_{d0}$, где g_{d0} – проводимость сток-исток при нулевом напряжении сток-исток.

После получения значений элементов схемы проводится расчет усилителя по программе физического моделирования с использованием точных моделей субмикронных транзисторов. При получении результатов, удовлетворяющих заданию, расчет заканчивается, в противном случае можно повторить расчет с меньшим значением избыточного напряжения V_{GST} , при котором можно использовать меньшие значения L_s и L_g , обладающие меньшими активными потерями, что может дать меньшее значение коэффициента шума.

Из рис. 2.3 входной импеданс МШУ равен

$$Z_{in} = j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_t} + \frac{g_m L_s}{C_t}. \quad (2.10)$$

Можно видеть из (2.10), что с применением C_{ex} требуемые L_s и L_g , используемые для удовлетворения мнимой части входного импеданса, могут быть уменьшены. Поэтому коэффициент шума F МШУ улучшается вследствие уменьшения паразитного сопротивления индуктивности [52].

В этой конструкции МШУ оптимальный размер входного транзистора VT1 и оптимальное значение индуктивности обратной связи L_s , добавочной емкости C_{ex} и постоянного напряжения смещения на VT1 выбираются на основе ограниченного потребляемой мощностью одновременного согласования по шуму и мощности как описано в [79], тогда как индуктивность затвора L_g до-

бавляется для согласования реальной части входного импеданса к 50 Ом. В этом проекте L_s реализуется в виде проволочной индуктивности – соединения кристалла с внешней цепью. Для уменьшения числа компонент вне кристалла, и так как требования по общему коэффициенту шума приемника выполняются, L_g может быть реализован с использованием спиральной индуктивности на кристалле. Выполнение индуктивности L_g на кристалле облегчает реализацию переключателя прием-передача на кристалле. На рис. 2.2 индуктивность нагрузки L_d также реализована на кристалле.

При условии малого потребления мощности, принимая во внимание адаптацию к высокому входному уровню, МШУ нуждается в функции контроля усиления. В этой схеме МШУ функция контроля усиления реализована путем подстройки уровня напряжения смещения каскодного транзистора V_{ctr} . Как предполагает базовый принцип работы КМОП транзистора, КМОП имеет высокую линейность при малом усилении в линейной области и низкую линейность при высоком усилении в области насыщения. Когда V_{ctr} находится на высоком уровне, два транзистора VT1 и VT2 остаются в области глубокого насыщения, и наблюдается высокое усиление. Так как входной сигнал очень мал, искажения относительно малы. Наоборот, когда входной сигнал велик и V_{ctr} находится на низком уровне, входной транзистор VT1 перемещается в линейную область и получается малое усиление при малых искажениях [82].

При моделировании предлагаемый МШУ имеет коэффициент шума 3,0 дБ, входной параметр IP3 -8дБм (при максимальном усилении) и коэффициент усиления 16 дБ, потребление тока 1 мА при напряжении питания 1,8 В.

2.1.3. Моделирование смесителя

Пассивный смеситель не потребляет постоянного тока и имеет высокую линейность. Отсутствие постоянного тока, протекающего через ключи, также делает возможным уменьшение шума $1/f$ [75], который является проблемой для приемников прямого усиления. Обычно, n -МОП транзистор имеет лучшие

ключевые характеристики, чем p -МОП благодаря большей подвижности электронов по сравнению с дырками [82]. Этим объясняется выбор n -МОП транзисторов в данной схеме. Смеситель имеет два параметра, настраиваемые разработчиком: размер прибора и характеристики сигнала гетеродина.

Для получения низкого шума необходимо увеличивать ширину канала транзистора, чтобы обеспечить малое сопротивление в состоянии включено (Вкл.). Однако при выборе размеров транзисторов важно выбрать компромисс между уровнем шума и усилением МШУ. Нагрузочный импеданс МШУ состоит из параллельного колебательного контура, образованного паразитной емкостью ключей, и выходной индуктивности. Если емкость растет, индуктивность необходимо уменьшать, чтобы не изменять резонансную частоту. Усиление МШУ будет уменьшаться при снижении импеданса нагрузки. В данной работе компромиссный по коэффициентам шума и усиления размер транзисторов ключей найден равным 130/0,18 мкм. Характеристики сигнала гетеродина влияют на параметры смесителя [84]. Постоянная составляющая сигнала гетеродина – важна, так как она задает режим работы смесителя. В балансном режиме работы смесителя коэффициент преобразования теоретически равен $2/\pi$.

Если ключи устанавливаются в положение, когда они меньше времени пребывают в состоянии Вкл., чем Выкл., коэффициент преобразования при этом может быть больше [1], но смеситель будет менее линеен. То есть, имеется выбор между коэффициентом преобразования и линейностью. Для того чтобы снизить шум $1/f$, важно сместить транзисторы так, чтобы через них не протекал ток без подачи открывающего напряжения. Другими словами, на исток и сток транзистора подано напряжение V_{CM} пока напряжение на затворе равно

$$V_G = V_{CM} + V_{TH}, \quad (2.11)$$

где V_{TH} – напряжение отсечки транзистора. Оно было найдено из моделирования, и V_G находится вблизи 1,43 В при $V_{CM} = 900$ мВ, при этом смеситель показывал режим работы с минимальным шумом $1/f$.

Коэффициент преобразования и коэффициент шума (КШ) пассивного смесителя улучшаются с ростом амплитуды гетеродина. В данном исследовании применялась мощность гетеродина 0 дБм (1 мВт) в соответствии с измеренным результатом для изготовленного квадратурного ГУН.

О методах улучшения линейности пассивного смесителя существуют два противоположных мнения. В [1] и [84] авторы предлагают использовать высокоомную нагрузку для пассивного смесителя, чтобы уменьшить протекание тока через нелинейное сопротивление сток-исток ключевых транзисторов в открытом состоянии, таким образом, уменьшая нелинейные искажения и улучшая линейность. В этом режиме смеситель работает как переключатель напряжения. Тем не менее, авторы отмечают, что когда амплитуды ВЧ и преобразованного сигналов растут, эти напряжения начинают модулировать крутизну и емкость транзисторов смесителя, что продуцирует дополнительные искажения. Другой режим, называемый токовым режимом пассивного смесителя, уменьшает амплитуду напряжения путем синтеза низкого импеданса на выходе смесителя [85, 86 - 88]. Снижение напряжения на ВЧ и бэйстбэнд портах обеспечивает эффективное улучшение линейности. Поэтому был выбран этот метод.

Пусть ко входу МШУ приложен синусоидальный сигнал и крутизна МШУ равна G_M . Тогда токовый сигнал на входе смесителя будет [86]

$$i_{RF}(t) = G_M v_{RF} \sin(2\pi f_{RF} t). \quad (2.12)$$

Также предположим, что напряжение сигнала, управляющего смесителем на гетеродинном входе (LO – local oscillator)

$$v_{LO}(t) = v_{LO} \sin(2\pi f_{LO} t). \quad (2.13)$$

Определим функцию переключения $S(t)$, определяемую $v_{LO}(t)$, которая применяется к току СВЧ сигнала $i_{RF}(t)$ в смесителе

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[2(2n+1)\pi f_{LO} t]. \quad (2.14)$$

Амплитуда выходного тока дается выражением из [31]

$$i_{IF}(t) = I_{IF} \sin(2\pi f_{IF} t) = \frac{2}{\pi} G_M v_{RF} \sin(2\pi f_{IF} t). \quad (2.15)$$

Этот выходной токовый сигнал будет преобразовываться в сигнал напряжения в трансимпедансном усилителе (ТИУ), рассматриваемом далее.

Рассматривать работу смесителя удобнее, если преобразовать его схему, основываясь на симметрии схемы, рис. 2.4 [88]. Это преобразование схемы еще раз подтверждает вывод о взаимном влиянии входных элементов приемника.

Для пассивного смесителя, выполненного по схеме двойного балансного смесителя на МОП транзисторах с n -типом проводимости (рис. 2.2), бэйсбэнд каналы Q и I идентичны, поэтому можно рассмотреть один канал. На рис. 2.3 показана упрощенная схема одного канал приемника, которая обозначает работу смесителя как устройства, включенного между двумя импедансами – выходным импедансом МШУ и входным импедансом трансимпедансного усилителя, рис. 2.4г. Эти импедансы связывают токи и напряжения на смесителе на рабочей частоте и в бэйсбэнд диапазоне [87, 88].

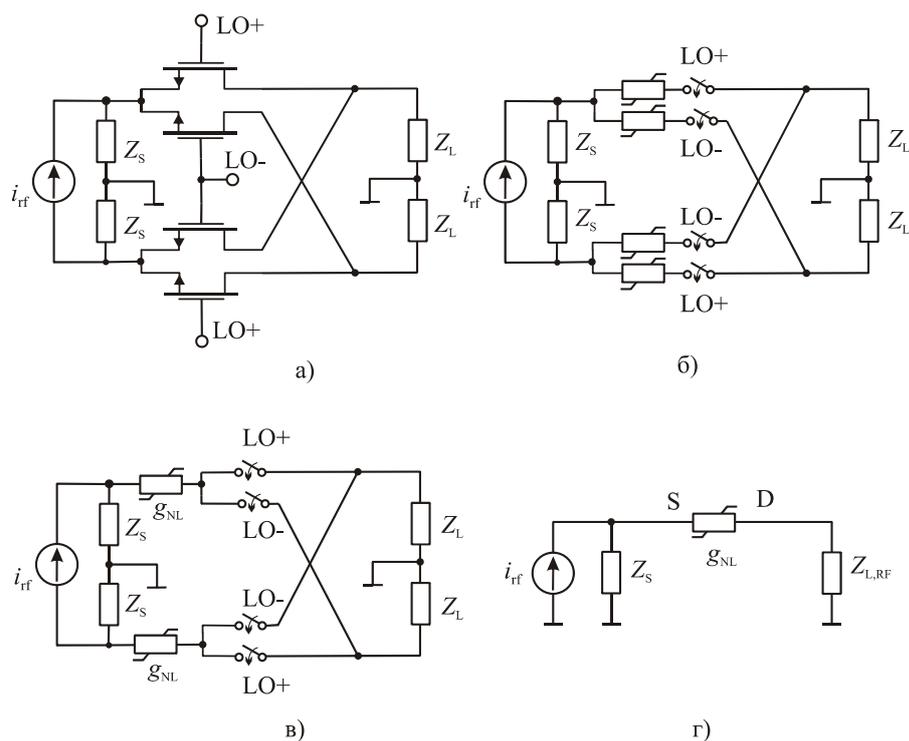


Рис. 2.4. Эквивалентная схема смесителя, (а) принципиальная схема, (б) представление транзистора как идеального ключа и нелинейной проводимости, (в) упрощенная модель в предположении неперекрывающихся интервалов под действием сигналов LO+ и LO-, (г) эквивалентная небалансная схема смесителя

Как показано на рис. 2.4, малозумящий усилитель фактически еще выполняет функцию транскондуктивного каскада, преобразующего входное напряжение от источника сигнала (антенны) в ток, питающий смеситель. Такой каскад моделируется идеальным источником тока i_{rf} с частотно зависимым импедансом источника $Z_S(\omega)$. Входной импеданс ТИУ является нагрузочным импедансом смесителя $Z_L(\omega)$. Влияние $Z_S(\omega)$ и $Z_L(\omega)$ на параметры нелинейности по входу смесителя IP2 и IP3 описывается выражениями, основанными на рядах Вольтера [87, 88]. Это выражения:

$$IP2 \approx K_a \left\{ \frac{Z_L(\omega_1)Z_S(\omega_1 - \omega_2)}{Z_L(\omega_1 - \omega_2)} \frac{1}{f[Z_L(\omega_{LO} - \omega_1)]} \right\}^2, \quad (2.16)$$

$$IP3 \approx K_b \frac{Z_L(\omega_{LO} - \omega_1)Z_S(2\omega_1 - \omega_2)}{Z_L[\omega_{LO} - (2\omega_1 - \omega_2)]} \frac{1}{g[Z_L(\omega_{LO} - \omega_1)]}, \quad (2.17)$$

где K_a и K_b – постоянные, независимые от импедансов нагрузки и источника, f и g – сложные функции, слабо изменяющиеся, но сохраняющие пропорциональность от аргумента [88], ω_1 и ω_2 – две близкие входные частоты, и ω_{LO} – частота гетеродина. Анализ (2.16) показывает, что для получения высокого значения точки пересечения для интермодуляционных искажений второго порядка надо повышать выходное сопротивление $Z_S(\omega_1 - \omega_2)$ (переходить в режим генератора тока) и для этого необходимо уменьшать паразитную емкость, присутствующую на стыке МШУ и смесителя [88]. Это справедливо и для повышения параметра IP3. Увеличение входного импеданса трансимпедансного усилителя на частотах, близких к рабочим, которое может следовать из (2.16) и (2.17), не может быть востребовано из-за увеличения напряжения на смесителе и возрастания искажений вследствие этого. Поэтому при моделировании узлов приемника приоритет был отдан получению низкого значения шума при малой потребляемой мощности приемника.

Задача минимизации потребляемой мощности требовала уменьшения числа транзисторов в схеме, что привело к несимметричному включению смесителя (рис. 2.2). Была проведена оценка влияния такого включения на линей-

ность смесителя. Рассмотрим особенность технологии, используемой для создания аналоговых СВЧ ИС на КМОП транзисторах (рис. 2.5).

ВЧ транзистор, реализованный в глубоком кармане, используется как переключатель благодаря своим высокочастотным свойствам. Глубоко утопленный карман обеспечивает хорошую изоляцию между подложкой и активной зоной транзистора, и смещение (подача напряжения) на его «тело» (область p -типа) относительно земли ничем не ограничено. Конечно, соединение тела и истока транзистора уменьшает влияние тела и также уменьшает постоянное смещение на границе кармана. С другой стороны, внутренний объем полупроводника p -типа и стенки кармана n -типа образуют обратно смещенный диод, который обладает довольно большой паразитной емкостью перехода C_j вследствие большой площади контакта. Эта большая емкость будет включена в путь прохождения сигнала, если тело и исток транзистора соединены вместе, что значительно влияет на частотные свойства ключевого каскада.

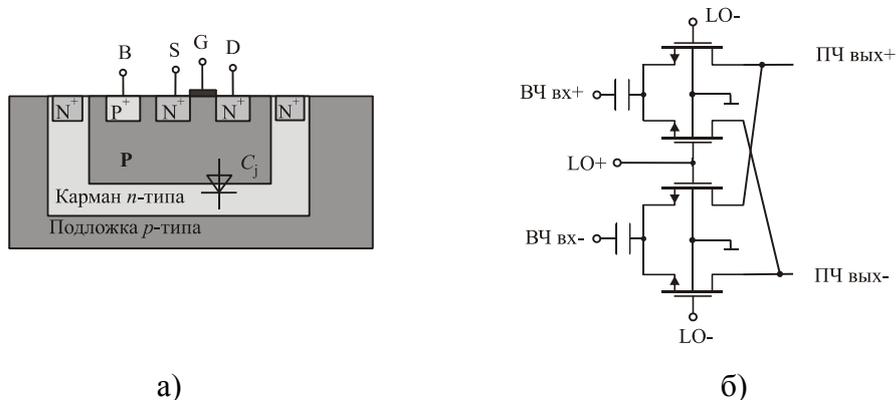


Рис. 2.5. Структура n-МОП транзистора в технологии с «карманами» (а) и ее влияние на симметрию схемы балансного транзистора (б).

Вывод В – контакт с телом транзистора.

В работе [87] тело ключевых транзисторов соединялось с землей. Хотя это приводит к росту напряжения отсечки транзистора, емкость C_j не оказывает влияния на прохождение переключаемого сигнала. Такие условия включения транзистора могут помочь сохранить симметрию пассивного смесителя по ВЧ

при несимметричной схеме включения, но возникают проблемы с использованием стандартных библиотек элементов. В работе после проверки влияния емкости C_j использовалось традиционное соединение тела с каналом.

При практической реализации аналоговых интегральных схем важным вопросом являются отклонения в параметрах элементов, происходящие как на одном кристалле, так и на различных кристаллах в пределах одной пластины, на различных пластинах и в различных партиях, изготовленных с одинаковыми топологиями. Эти отличия, как показывает опыт изготовления ИС, могут больше влиять на нелинейность устройства, в частности на интермодуляционные искажения четных порядков, чем нелинейность вольтамперных характеристик транзисторов.

Моделирование смесителя в составе приемника стандарта IEEE 802.15.4. проводилось в несколько этапов, после выбора схемы построения приемника на основе спецификаций стандарта и определения параметров узлов было выбрано использование пассивного смесителя по двойной балансной схеме, как удовлетворяющего комплексу параметров. Затем проводится рассмотрение физики процессов по программе моделирования радиотехнических цепей из программного комплекса ADS [89] при подстановке моделей элементов, в первую очередь транзисторов, соответствующих 0,18 мкм КМОП процессу. После оптимизации схемы по комплексу параметров по полученным результатам строится топология ИС с использованием программного обеспечения, арендованного у фирмы Cadence Design Systems [90], с действующими на данный момент параметрами технологического процесса. По этим программам проводится моделирование и расчет работы схемы с максимально полным учетом паразитных элементов схемы ИС.

На рис. 2.6 показана основная расчетная схема входной части приемника, на рис. 2.7, 2.8 и 2.9 – схемы функциональных узлов схемы рис. 2.6: входного МШУ, двойного балансного смесителя и трансимпедансного усилителя. Изменяемыми параметрами являются число единичных транзисторных структур nr и их ширина wr , выбирающиеся из набора разрешенных в данной технологии.

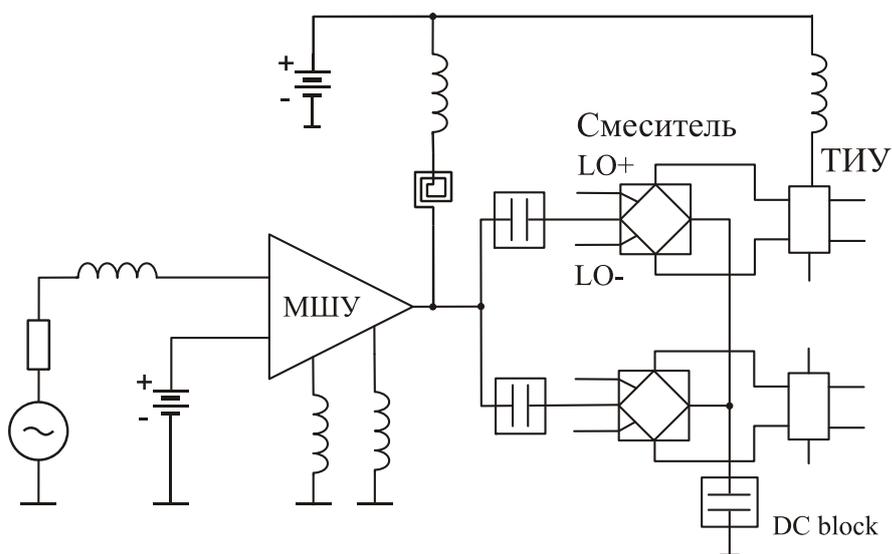


Рис. 2.6. Схема приемника в программе моделирования

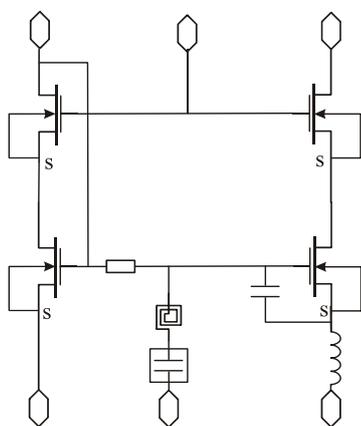


Рис. 2.7. Схема МШУ

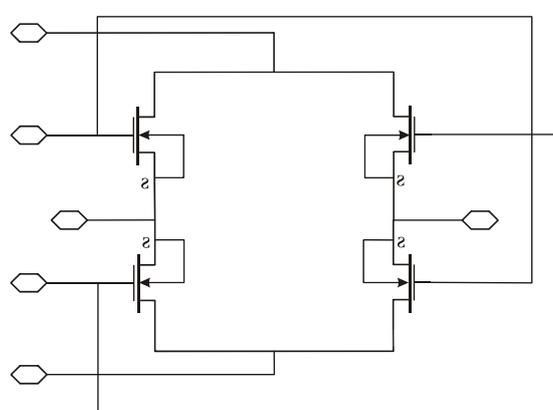


Рис. 2.8. Схема смесителя в программе моделирования

в программе моделирования

моделирования

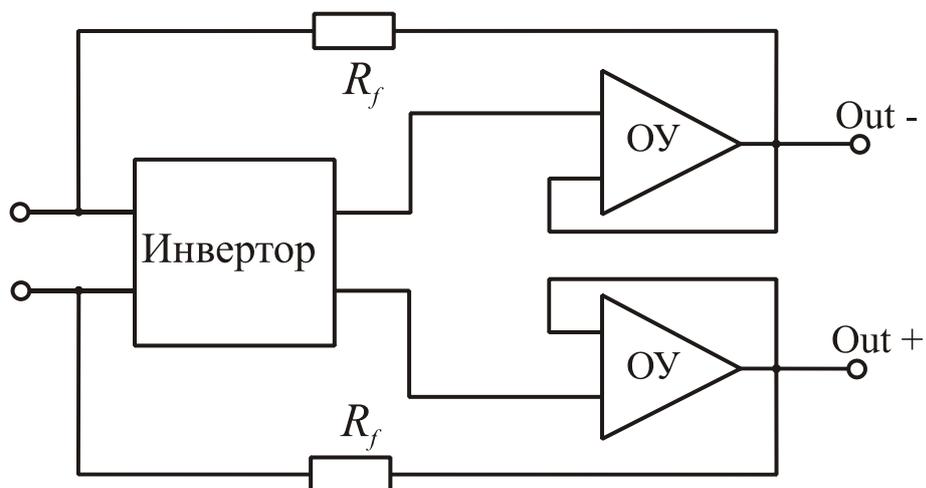


Рис. 2.9. Блок-схема трансимпедансного усилителя

По результатам моделирования определяются характеристики приемника путем оптимизации элементов и режимов работы его составных узлов. На рис. 2.10 и 2.11 показаны величины КШ смесителя (в дБ) и коэффициента заполнения (часть периода сигнала, когда транзистор открыт) в зависимости от уровня сигнала гетеродина и постоянного смещения на транзисторах смесителя.

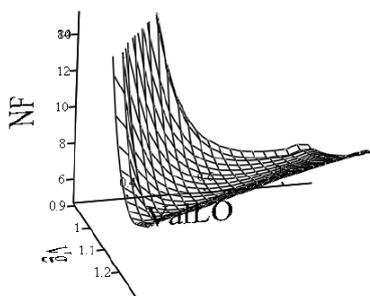


Рис. 2.10. Зависимость КШ от уровня сигнала гетеродина (V_{alLO}) и смещения на затворе (V_g)

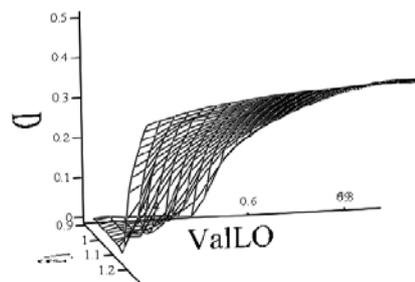


Рис. 2.11. Коэффициент заполнения от уровня сигнала гетеродина (V_{alLO}) и смещения на затворе (V_g)

На рис. 2.12 показана зависимость уровня интермодуляционных искажений (точка $IP3$, большее значение лучше) от мощности гетеродина и напряжения смещения на затворах пассивного смесителя на КМОП транзисторах. Как показывает моделирование, область максимального значения $IP3$ находится в тех же пределах, что и минимум шума, и соответствует открыванию транзистора на время меньше половины периода. Таким образом, появляется возможность снизить мощность гетеродина при сохранении шумовых и линейных свойств смесителя в рамках требований к приемнику. В данном исследовании проводился поиск минимального коэффициента шума, а это предполагает больший уровень мощности гетеродина и позволяет снизить NF на 1 дБ.

2.1.4. Узлы приемопередатчика в бэйсбэнд части

Архитектура ТИУ показана на рис. 2.9. Низкий входной импеданс и функция преобразования тока в напряжение в первом каскаде на бэйсбэнд час-

тоте (широкополосный УПТ) реализованы путем включения дифференциально-го операционного усилителя (ОУ) с шунтирующей обратной связью.

Для сохранения стабильности ТИУ и удовлетворения требуемого значения коэффициента усиления при работе на нагрузку была выбрана двухкаскадная схема – усилительный каскад и буферный каскад. Усилительный каскад – это дифференциальный инвертирующий усилитель, содержащий большие по площади транзисторы для минимизации фликкер шума, рис. 2.13.

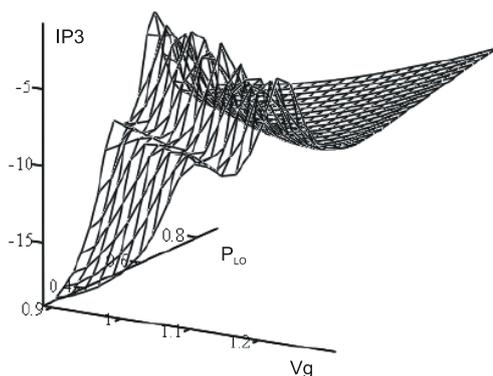


Рис. 2.12. Зависимость параметра линейности смесителя (IP3) от мощности гетеродина (P_{LO}) и смещения затвора (V_g)

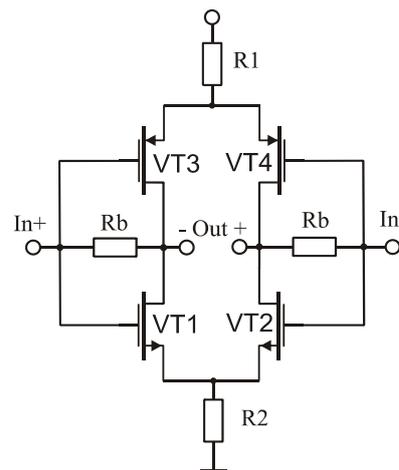


Рис. 2.13. Инвертирующий усилитель для ТИУ

Инвертор с самосмещением устанавливает на своем выходе постоянное напряжение, которое является входным для следующего каскада УПТ (бэйс-бэнд). Усиление ТИУ определяется сопротивлением обратной связи R_b , равным 2 кОм. Так как первый каскад инвертирующий, буфер – неинвертирующий усилитель. Также ТИУ должен работать при равном входном и выходном постоянном напряжении. Поэтому это напряжение устанавливается равным половине напряжения питания V_{DD} (здесь это 0,9 В) для максимизации переменного напряжения, которое инвертор и буферный каскад могут обрабатывать. При этих условиях, и принимая во внимание требования к амплитуде напряжения, требованиям для буферного каскада может удовлетворить операционный усилитель (ОУ) с единичным усилением.

Для ОУ с единичным усилением требования к амплитуде выходного напряжения означают требования к синфазному напряжению. Такой ОУ с широким диапазоном синфазного напряжения показан на рис. 2.14 [91], где используется выходной буфер для предотвращения нелинейных искажений при высоком уровне входной мощности. Реализация буферного каскада без сдвига уровня напряжения позволяет снять ограничение по максимальному напряжению и сохранить одно напряжение питания 1,8 В для всего устройства, что выделяет его из похожих приемников [85, 86], где ТИУ работает при напряжении питания 2,5 В, большем, чем используемое в ВЧ блоке.

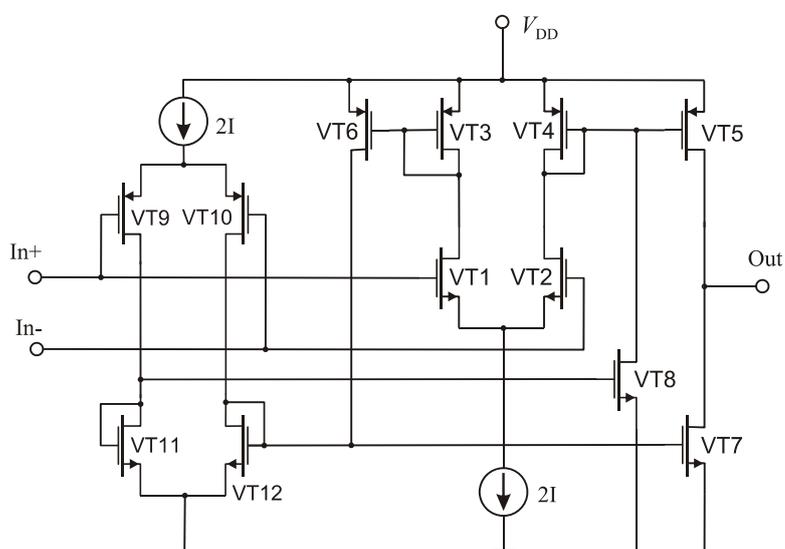


Рис. 2.14. Схема операционного усилителя для ТИУ

Полный коэффициент шума приемной части по результатам моделирования равен 6,3 дБ на 2,5 МГц и 8,3 дБ при 10 кГц. Из моделирования найдено, что на очень малых частотах (ниже частоты, где шум $1/f$ превышает белый шум, что проявляется в смене частотной зависимости общего шума, называется частота пересечения для фликкер шума) общий коэффициент шума приемной части существенно возрастает после ТИУ. Большое возрастание коэффициента шума приемной части происходит под действием потерь преобразования в пассивном смесителе и высокого коэффициента шума ТИУ. Для уменьшения вклада ТИУ в коэффициент шума, в нем используются увеличенные МОП транзисторы. Однако, учитывая частоту среза фильтра в петле обратной связи для

стабилизации СПС, равную 75 кГц, размеры транзисторов выбирались исходя из 70 кГц требуемой частоты пересечения для фликкер шума.

2.1.5. Высокочастотная часть передатчика

Предлагаемая высокочастотная часть передатчика, показанная на рис. 2.15, включает квадратурный смеситель и следующий за ним двухкаскадный усилитель мощности (УМ). Для минимизации общего потребления мощности в передатчике применен пассивный смеситель, не потребляющий постоянного тока, как описанный ранее. Для передатчиков одним из наиболее критичных параметров, которые необходимо максимизировать, является линейность. Для разрешения противоречия между коэффициентом преобразования и линейностью смесителя ключи были запитаны по балансной схеме; смысл в том, чтобы ключи равное время находились в состояниях Вкл и Выкл. В данной конструкции размер ключей 80/0,18 мкм был выбран по результатам численной оптимизации по критерию линейности преобразования.

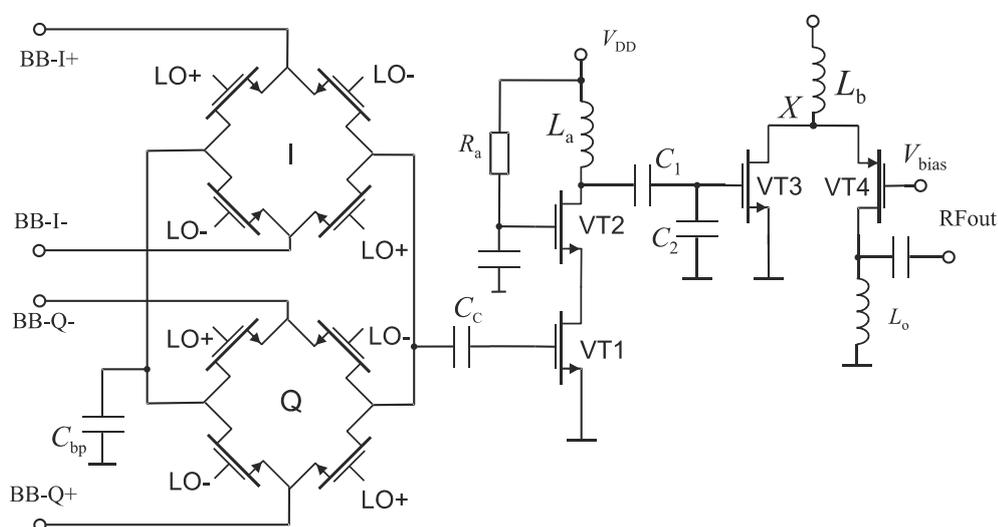


Рис. 2.15. Высокочастотная часть передатчика трансивера

УМ состоит из каскада усиления и выходного каскада, как показано на рис. 2.15. Усилительный каскад использует известный каскодный каскад с индуктивной нагрузкой с резистивной обратной связью и емкостью для стабиль-

ности, и выходной каскад в виде сложенного каскодного каскада. Выбор такой топологии обусловлен возможностью подачи большего переменного напряжения на затворе, что повышает линейность. Во втором каскаде паразитная емкость в точке X может быть компенсирована применением индуктивности L_b к выводу источника питания. Компенсация или уменьшение этой паразитной емкости ведет к большему усилению по мощности [92]. Линейность усилителя зависит от добротности катушки индуктивности [93], поэтому L_b и L_o второго каскада, который может ограничивать линейность усилителя, выполнены как наружные индуктивности. Моделирование показывает, что при токе 3 мА схема отдает 0 дБм на 50 Ом нагрузку при точке пересечения третьего порядка ОИРЗ, равной 12 дБм.

2.2. Результаты экспериментального исследования интегральной схемы трансивера диапазона 2,4 ГГц

Высокочастотная часть трансивера, описанного в пункте 2.1, дополненная встроенной защитой от электростатических зарядов, была изготовлена по 0,18 мкм КМОП технологии. Микрофотография передатчика и приемника показана на рис. 2.16. Их размер 1,66 мм×1,8 мм×0,9 мм. Тестовая плата была построена путем монтажа проволочными соединениями с печатной платой с двухсторонней металлизацией на материале RF4. Для подачи сигнала на дифференциальный вход гетеродина использовался коммерческий пассивный симметрирующий трансформатор, его потери в 5 дБ были учтены при обработке результатов измерений. Приемник и передатчик потребляли соответственно 3,5 и 3 мА от источника 1,8 В. Модуль коэффициента отражения по результатам моделирования и измерений для входа приемника и выхода передатчика, которые меньше чем -14 и -19 дБ, соответственно, показаны на рис. 2.17. Расхождение можно объяснить неточностью моделирования паразитных элементов на кристалле, влиянием проволочных выводов и печатной платы. Коэффициент усиления по напряжению приемной части при изменении частоты гетеродина в требуемом диапазоне (2,3 - 2,5 ГГц) также измерен при варьировании V_{ctr} в

МШУ (рис. 2.2), и результат показывает, что коэффициент усиления ВЧ части – около 30 дБ с 10 дБ вариациями и почти плоский в диапазоне рабочих частот.

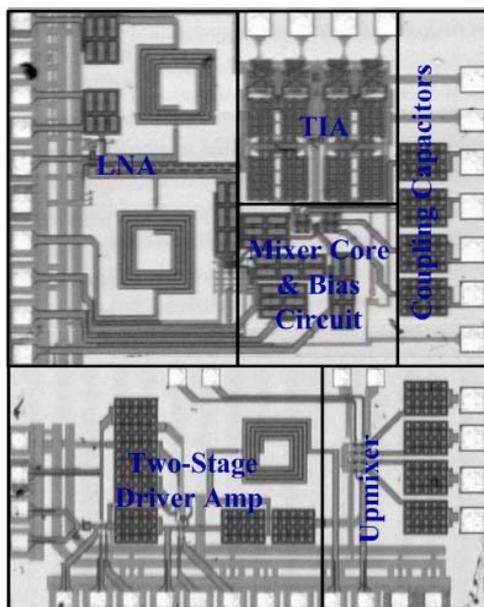


Рис. 2.16. Микрофотография ВЧ части трансивера

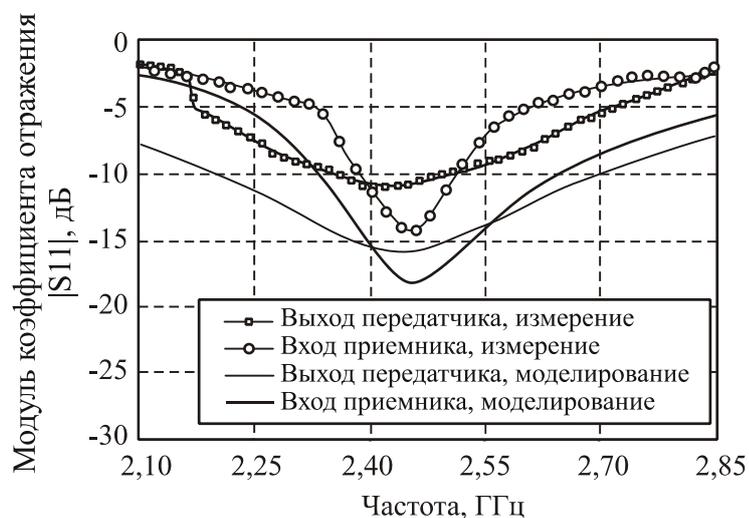


Рис. 2.17. Коэффициент отражения от входа приемника и выхода передатчика

Коэффициент шума ВЧ части приемника был измерен с помощью спектроанализатора по описанной в [94] методике. Измеренный и рассчитанный КШ приведены на рис. 2.18. Измерения показывают уровень КШ в 7,3 дБ при частоте пересечения (равенства) частотных зависимостей шума $1/f$ и белого шума, равной 70 кГц. Как можно видеть из рис. 2.18, измеренный КШ приблизительно на 1 дБ выше, чем по результатам моделирования. Расхождение может быть отнесено к неточности шумовых моделей (особенно для шума $1/f$) и алгоритма анализа шума в программах моделирования. За исключением этого, общее поведение КШ хорошо согласуется с моделированием. Учитывая 75 кГц частоту среза в петле обратной связи, можно сделать вывод, что ВЧ часть приемника имеет отличные шумовые характеристики. КШ приемника может быть улучшен путем реализации согласующей индуктивности, в виде вынесенной за кристалл индуктивности, ее меньшее паразитное сопротивление будет способствовать улучшению КШ МШУ и всего приемника в целом. На рис. 2.19 показано измеренное значение параметра IP3 для приемника, около -8 дБм для

двухтонального сигнала, разнесенного на 500 кГц. Также была измерена точка пересечения второго порядка IP2, точка 1 дБ компрессии и проникновение сигнала гетеродина на вход приемника. Полученные результаты: компрессия 1 дБ при -18 дБм, 58 дБ затухание гетеродина на входе, и 40 дБм IP2.

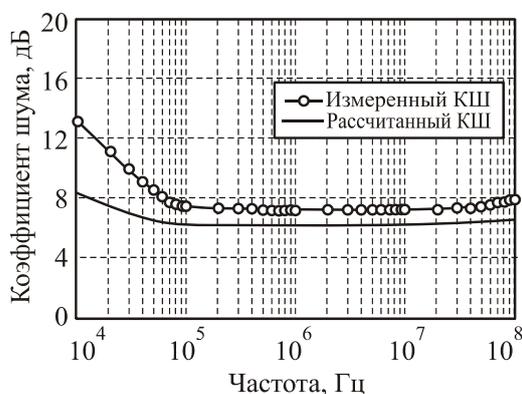


Рис. 2.18. Коэффициент шума приемника в зависимости от частоты отстройки от несущей

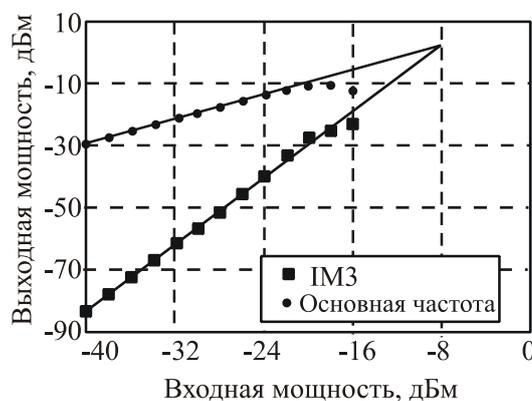


Рис. 2.19. Мощности сигнала на основной частоте и на интермодуляционной составляющей третьего порядка

Измеренный спектр на выходе передатчика, при подаче 50 МГц бэйсбэнд спектра с мощностью -12 дБм и 0 дБм сигнал гетеродина на частоте 2,4 ГГц показан на рис. 2.20. Другие результаты: коэффициент усиления 12 дБ, подавление сигнала гетеродина 30 дБ, подавление других нежелательных сигналов 30 дБ. Хотя малый сигнал боковых полос присутствует на рис. 2.20, он будет устранен, когда используются входные I и Q сигналы. На рис. 2.21 представлено измеренную выходную точку 1 дБ компрессии при 0 дБм для выходной ВЧ части передатчика в режиме максимального усиления. Двухчастотный тест передатчика показывает +10 дБм (OIP3). Полученные результаты измерения удовлетворяют спецификациям стандарта IEEE 802.15.4. Общие результаты измерений сведены в табл. 2.5. Сравнение результатов данной работы с опубликованными работами приведено в табл. 2.6. Как можно видеть в табл. 2.6, данная разработка характеризуется меньшим потреблением энергии с сохранением большинства характеристик на уровне других работ, и при удовлетворении требований стандарта.

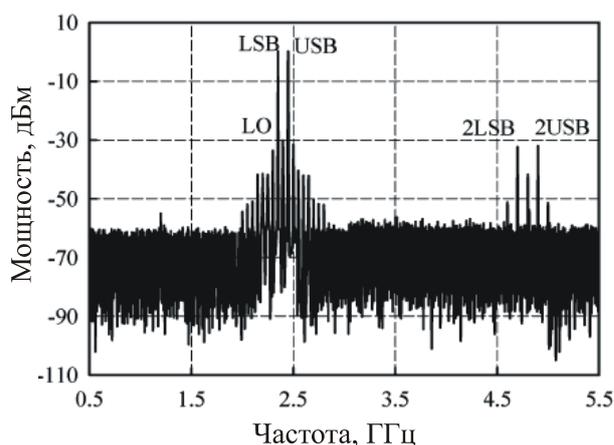


Рис. 2.20. Выходной спектр передатчика (уровень входного сигнала -12 дБм)

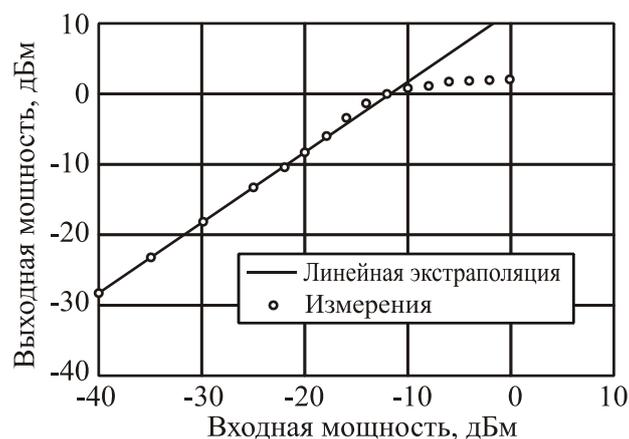


Рис. 2.21. Измеренная амплитудная характеристика передатчика

Таблица 2.5

Параметры приемника и передатчика

Показатели приемника Частота сигнала 2,405 ГГц, гетеродина – 2,4 ГГц		Показатели передатчика Полоса бэйсбэнд сигнала 50 МГц, частота гетеродина – 2,4 ГГц	
Коэффициент преобразования при 5 кОм	30 дБ	Коэффициент усиления	12 дБ
Потери на отражение на входе	-14 дБ	Потери на отражение на входе	-10 дБ
Изменение коэффициента усиления	10 дБ	Компрессия 1 дБ на выходе	0 дБм
Коэффициент шума	7,3 дБ	Точка IP3 на выходе	10 дБм
Частота изменения (излома) шума типа $1/f$	70 кГц	Затухание сигнала гетеродина	30 дБ
IP3/IP2 по входному сигналу	-8 дБм/40 дБм	Режекция внеполосного излучения	30 дБ
Точка 1 дБ компрессии по входу	-18 дБм	Потребление мощности при 1,8 В	5,4 мВт
Затухание сигнала гетеродина на входе	58 дБ	Размер кристалла	1,62 мм ²
Потребление мощности при 1,8 В питания	6,3 мВт		
Размер кристалла	2,075 мм ²		

Сравнительные параметры разработанного устройства с другими работами

Модуль	Параметр	[58]	[59]	[60]	[61]	Проект
						[52]
Приемник	Технология, мкм	0,25	0,18	0,18	0,13	0,18
	Коэффициент преобразования, дБ	50	30	21,4	14,5	30
	Коэффициент шума, дБ	6	н/д	13,9	24,5	7,3
	Точка IP3, дБм	н/д	-4	-18	-21	-8
	Точка IP2, дБм	н/д	н/д	н/д	18	40
	Мощность потребления, МШУ + смеситель, мВт	6,25	5,4	6,5	1,68	1,8
	Архитектура	СГ	МП [†]	МП [†]	ППП	ППП
Передатчик	Параметр	[58]	[59]	[62]	[63]	Проект [52]
	Технология, мкм	0,25	0,18	0,18	0,18	0,18
	Выходная мощность, дБм	0	0	-4	0	0
	Мощность потребления, смеситель + УМ, мВт	12	18	17	25*	5,4
	Архитектура	СГ	ППП	ППП	ППП	ППП

[†] малая промежуточная частота (low IF)

* с учетом мощности, потребляемой гетеродином

2.3. Моделирование фликкер шума в смесителе на основе теории захвата электронов в слое подзатворного диэлектрика

Фликкер шум ($1/f$) в металл-оксид-полупроводник полевых транзисторах (MOSFET) изучается на протяжении более чем 30 лет. Несмотря на серьёзные попытки идентифицировать физическую природу флуктуаций тока, четкой картины механизма генерации фликкер шума все еще нет. Такие спектральные зависимости имеют широко распространенные в природе нестационарные слу-

чайные процессы с памятью, примером является Броуновский процесс [23]. Одна из теорий, объясняющих явление шума $1/f$ в МОП транзисторах – это теория флуктуации количества носителей заряда, первоначально предложенная Мак-Вортером [95] и модифицированная в работе [96]. В настоящее время эта теория получила развитие в работах [97-99]. Интересным является обнаруженное экспериментально снижение фликкер шума в МОП транзисторах при их работе в ключевом режиме [47-49, 100, 101]. Одним из механизмов, объясняющим эту зависимость, является снижение числа захвата электронов в ловушках после подачи большого напряжения, закрывающего транзистор, другим – разрушение памяти процесса создания низкочастотного (НЧ) шума, фактически введение эквивалентного ФВЧ, предотвращающего появление НЧ составляющих в спектре случайного процесса [97, 102].

Рассмотрим путем численного моделирования фликкер шум в смесителе на МОП транзисторах, генерируемый на основе процесса захвата и высвобождения заряда в ловушках диэлектрика (SiO_2) под затвором транзистора [55].

На рис. 2.22 показан процесс захвата электронов из канала МОП транзистора в подзатворном диэлектрике. Ввиду малой емкости затвора напряжение на нем скачком изменяется и также скачком меняется ток канала (ток стока) транзистора [94, 95]. Возникает случайное изменение тока стока, схожее с давно изучаемым случайным телеграфным сигналом (RTS – random telegraph signals) [103]. Спектр такого процесса имеет характерную форму $1/f$.

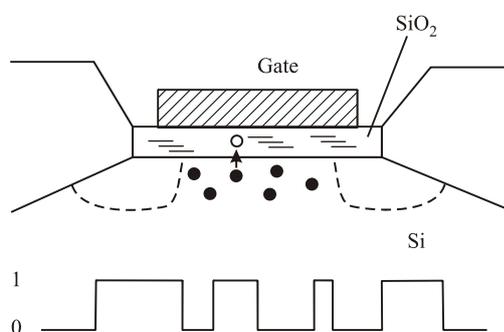


Рис. 2.22. Процесс изменения тока канала под действием захвата электронов в ловушках диэлектрика под затвором МОП транзистора

В общем виде, амплитуда флуктуации тока в канале транзистора зависит от самого значения тока I_d , концентрации носителей заряда N и площади канала $W \cdot L$:

$$\Delta I_d = -\frac{I_d}{WLN} = -\alpha I_d. \quad (2.18)$$

Модель МОП транзистора первого порядка на сосредоточенных элементах включает в себя источник тока I_D и две нелинейные емкости C_{GS} и C_{GD} , выражения для которых были записаны в симметризованной форме для режима малого сигнала (когда разница между стоком и истоком отсутствует) [104]. Шумовые флуктуации тока за счет захвата электронов вносятся в модель транзистора, непосредственно в генератор тока I_D .

$$I_D = \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L - 2L_D} [V_{GS} + V_{GD} - 2V_{TH}] (V_{GS} - V_{GD}) (1 + \lambda |V_{GS} - V_{GD}|).$$

Область насыщения $V_{GS} \geq V_{TH}$ и $V_{GD} \geq V_{TH}$,

$$I_D = \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L - 2L_D} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda |V_{GS} - V_{GD}|).$$

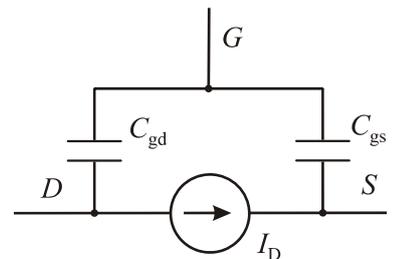
Активная область $V_{GD} \leq V_{TH} \leq V_{GS}$;

$$I_D = -\frac{1}{2} K_p \frac{W}{L - 2L_D} (V_{GD} - V_{TH})^2 (1 + \lambda |V_{GS} - V_{GD}|),$$

Активная область

$$V_{GS} \leq V_{TH} \leq V_{GD}.$$

$$I_D = 0, \text{ отсечка } V_{GS} \leq V_{TH} \text{ и } V_{GD} \leq V_{TH},$$



где V_{TH} – пороговое напряжение, K_p и λ – параметры модели транзистора.

$$C_{GS} = \begin{cases} \frac{2}{3} WLC_{ox} \left[1 - \frac{(V_{GD} - V_{TH})^2}{[V_{GS} + V_{GD} - 2V_{TH}]^2} \right] + WC_{ov}; & V_{GS} \geq V_{TH} \text{ и } V_{GD} \geq V_{TH}; \\ \frac{2}{3} WLC_{ox} + WC_{ov}, & : V_{GD} \leq V_{TH} \leq V_{GS}; \\ WC_{ov}, & : V_{GS} \leq V_{TH} \leq V_{GD}; \\ WC_{ov, Off} & : V_{GS} \leq V_{TH} \text{ и } V_{GD} \leq V_{TH}. \end{cases}$$

$$C_{GD} = \begin{cases} \frac{2}{3} WLC_{ox} \left[1 - \frac{(V_{GS} - V_{TH})^2}{[V_{GS} + V_{GD} - 2V_{TH}]^2} \right] + WC_{ov}; & V_{GD} \geq V_{TH} \text{ и } V_{GS} \geq V_{TH}; \\ \frac{2}{3} WLC_{ox} + WC_{ov}, & : V_{GS} \leq V_{TH} \leq V_{GD}; \\ WC_{ov}, & : V_{GD} \leq V_{TH} \leq V_{GS}; \\ WC_{ov}, & : V_{GS} \leq V_{TH} \text{ и } V_{GD} \leq V_{TH} \quad (Off). \end{cases}$$

Здесь C_{ox} – удельная емкость затвор-канал, на единицу площади транзистора, C_{ov} – паразитная емкость перекрытия затвор-сток, затвор-исток на единицу ширины канала.

Предполагается, что электроны из канала могут попадать в оксидные ловушки в слое диэлектрика путем туннелирования [96]. Захват электрона в ловушку происходит по случайному закону, для которого была выбрана функция распределения Пуассона, поскольку число ловушек мало. Среднее время нахождения заряда в ловушке или время его рекомбинации было выбрано равным $\tau_N = 10^{-6}$ с и для каждой ловушки вычислялось по следующему алгоритму. Задаем функцию распределения Пуассона $p(\xi, i) = \exp(-\xi) \frac{\xi^i}{i!}$, $i = 0..N$, с максимумом вблизи значения $i = \xi$ при $N = 2\xi$. С использованием генератора случайных чисел выбирается случайная величина в интервале $0 \leq r \leq 1$. Для параметра $n = \text{Int}(rN)$ вычисляется функция распределения $p(\xi, n)$, значение которой суммируется в ячейке с номером n . Когда ячейка заполняется до некоторого порогового значения $q < 1$, происходит переход заряда в другое состояние (из ловушки либо в ловушку), при этом время нахождения заряда в нем нормируется как $\tau = n \cdot \tau_N$. Этот процесс повторяется в цикле большое число раз для каждой оксидной ловушки (рис.2.23). Для субмикронных размеров канала транзистора число ловушек ограничено. Для транзистора, выполненного по технологии $0,18 \mu\text{m}$ КМОП [52], реалистичное число ловушек $N_t = 25$. Их число растет с увеличением площади транзистора, но при этом падает влияние каждой отдельной ловушки на ток стока транзистора.

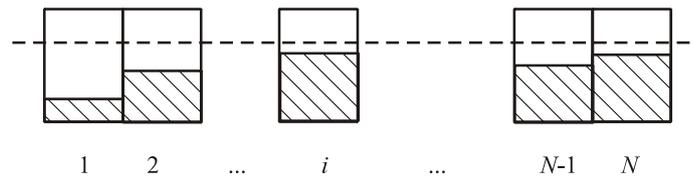


Рис. 2.23. Схема расчета момента захвата электрона в ловушку

Схема смесителя на четырех n -МОП показана на рис 2.24. Смешиваются основной сигнал с частотой $f_0=2.4$ ГГц (представляемый U_{in}) и второй с малой отстройкой от частоты f_0 (I_S) [52]. Шум транзистора моделируется с помощью флуктуаций нелинейного генератора тока на каждом транзисторе $\Delta I_{D,i}$, параметр флуктуации α рассчитан для $L=0,18$ μm , $W=2,4$ μm , $N=10^{14}$ mm^{-3} .

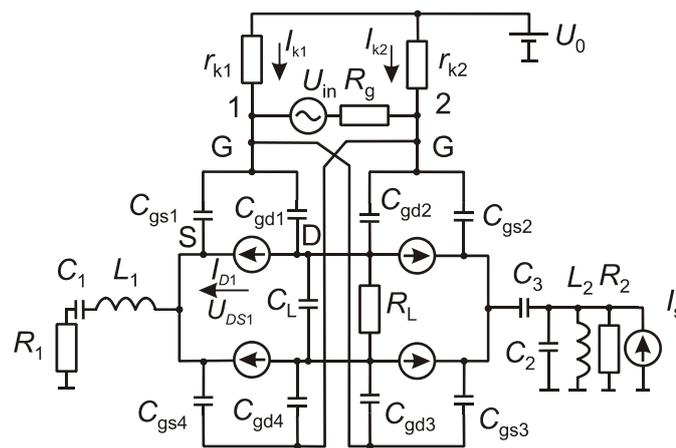


Рис. 2.24. Эквивалентная схема смесителя на четырех МОП транзисторах

Интегрирование системы дифференциальных уравнений методом Рунге-Кутты во временной области дает решение для токов и напряжений на элементах схемы. По теореме Котельникова, для расчета спектра с верхней границей в 2,5 МГц достаточно записать данные с шагом по времени $0,2 \cdot 10^{-6}$ с.

Результаты моделирования смесителя и характеристика фликкер шума на нагрузке представлены на рис. 2.25 и 2.26. Расчет проведен для функции распределения $p(10,20)$, числа ловушек $N_t = 25$ и $q=0.5$. Отстройка по частоте составляет $\Delta f = 1$ кГц, нормировочное время захвата в ловушку $\tau_N = 10^{-6}$ с. Дан-

ные расчеты передаются на расчет преобразования Фурье с шагом, обеспечивающим верхнюю границу получаемого спектра в 2,5 МГц. Видно, что в построенной модели низкочастотный спектр шума зависит от частоты как $1/f$.

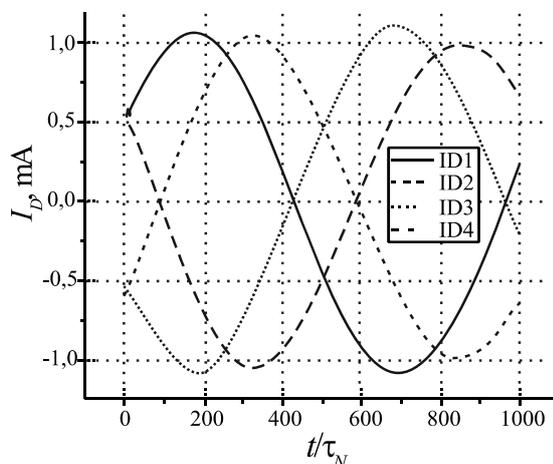


Рис. 2.25. Формы сигналов генераторов тока в модели с шумом в виде низкочастотных флуктуаций тока

Для учета влияния собственного шума процесса моделирования проводился расчет с изменяемым числом ловушек, рис. 2.27. При отсутствии ловушек спектр сигнала создается меньшими шумами вычислительного процесса.

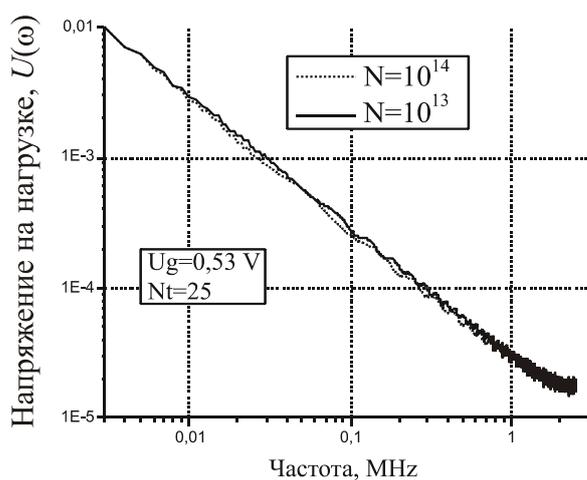


Рис. 2.26. Спектр низкочастотных колебаний напряжения на нагрузке R_L смесителя на четырех МОП транзисторах

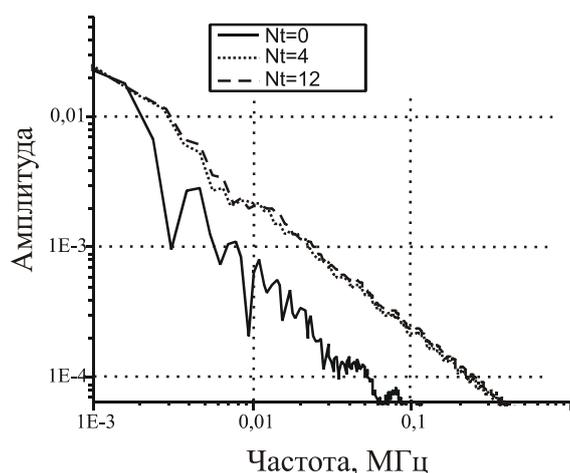


Рис. 2.27. Спектр НЧ шума в зависимости от числа ловушек

Описанная модель фликкер шума, основанная на флуктуациях тока в канале транзистора вследствие захвата и освобождения электронов в ловушках в

подзатворном диэлектрике, может быть использована для оценки влияния размеров транзистора на шумовые параметры смесителя. Разработанный алгоритм и программа расчета на языке Паскаль могут быть применены для расчета фликкер шума не только в смесителе, но и в других устройствах на субмикронных МОП транзисторах где важную роль могут играть флуктуации проводимости канала транзистора за счет захвата электронов в диэлектрике под затвором МОП транзистора.

2.4. Субгармонический смеситель на частоту 2,4 ГГц

Как рассматривалось в разделе 1, архитектура прямого преобразования наряду с достоинствами обладает рядом недостатков, среди которых фликкер шум, прохождение сигнала гетеродина на вход приемника и затягивание частоты гетеродина под действием сильного сигнала помехи. Одним из вариантов решения является использование субгармонических смесителей, у которых частота гетеродина ниже рабочей частоты в $n = 2, 3$ раз, такие решения особенно привлекательны в верхней части микроволнового диапазона [14-18].

Рассмотрим субгармонический смеситель, выполненный по 0,18 мкм КМОП технологии и предназначенный для использования в трансивере на 2,4 ГГц по стандарту IEEE 802.15.4 с низким потреблением энергии. Устройство предназначено для решения следующих проблем архитектуры прямого преобразования: фликкер шум, прохождение сигнала гетеродина на вход смесителя и смещение постоянной составляющей (СПС) выходного сигнала [54].

В преобразователе частоты «вниз», на первый взгляд, должен существовать механизм преобразования НЧ шума «вверх» под действием сигнала гетеродина. В действительности и НЧ шум присутствует на выходе смесителя, и проявляются некоторые недостатки использования прямого преобразования в коммуникационных системах, особенно при узкой ширине полосы канала.

Два механизма, ответственные за неполное преобразование «вверх» фликкер шума, рассмотрены в литературе. Один из них – случайная модуляция ключей смесителя низкочастотным шумом доминирует в большинстве практи-

ческих ситуаций [105], было отмечено, что этот доминантный механизм может быть эффективно подавлен при использовании пассивного смесителя без протекания постоянного тока.

Среди других проблем приемников прямого преобразования имеется СПС – смещение постоянной составляющей под действием сигнала гетеродина, проникающего на сигнальный вход смесителя, и затягивание частоты ГУН, основного узла синтезатора гетеродина, под действием выходного сигнала передатчика и интерферирующих сигналов в цепях, связанных с ГУН [7]. На практике эти проблемы заставляют работать ГУН на частоте, не равной несущей входного ВЧ сигнала. Это может быть устранено или преобразованием частоты ГУН [9] (деление или умножение на целое или дробное число), или использованием смесителя с эффективным преобразованием, происходящим между входным сигналом и гармоникой частоты гетеродина. В случае архитектуры прямого преобразования это соответствует случаю, когда частота гетеродина является субгармоникой несущей ВЧ сигнала [12, 15].

Субгармонический пассивный смеситель в приемнике прямого преобразования может обеспечить преимущества, описанные далее, такие как работа без фликкер шума.

Дифференциально управляемые ключи (рис. 2.28) использованы вместо единичных КМОП транзисторов в двойном балансном смесителе. Применяется многофазный квадратурный сигнал гетеродина на половинной частоте несущей ВЧ сигнала, то есть присутствует условно два синфазных (I) сигнала, имеющих различную скважность (применяются и сигналы, сдвинутые по фазе), и два квадратурных (Q) сигнала. В рассматриваемом смесителе различная скважность сигналов получается использованием различного смещения на транзисторах дифференциальных пар в смесителе. Субгармонический смеситель демонстрирует временную зависимость переключения транзисторов в плечах, подобную в существующих смесителях с частотой гетеродина, равной несущей, таким образом, осуществляя прямое преобразование вниз (в бэйсбэнд диапазон).

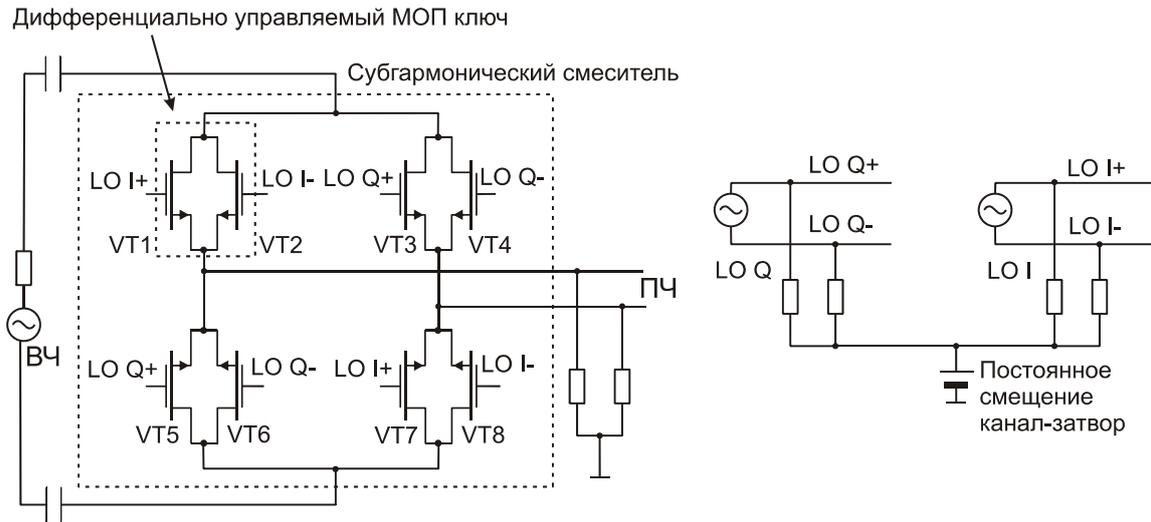


Рис. 2.28. Схема субгармонического смесителя, по которой проводилось моделирование работы устройства

Принцип действия смесителя в предположении идеального переключения показан на рис. 2.29 и 2.30. Даже если период переключающей функции составляет половину периода дифференциального сигнала для смещенного по постоянному току напряжения на затворе (пока ключ работает), длительности интервалов «открытия» и «закрытия» I- и Q-управляемых пар ключей зависят от смещения затворов. Такие управляющие сигналы влияют на линейность и шумовые свойства смесителя, что подтверждается результатами моделирования.

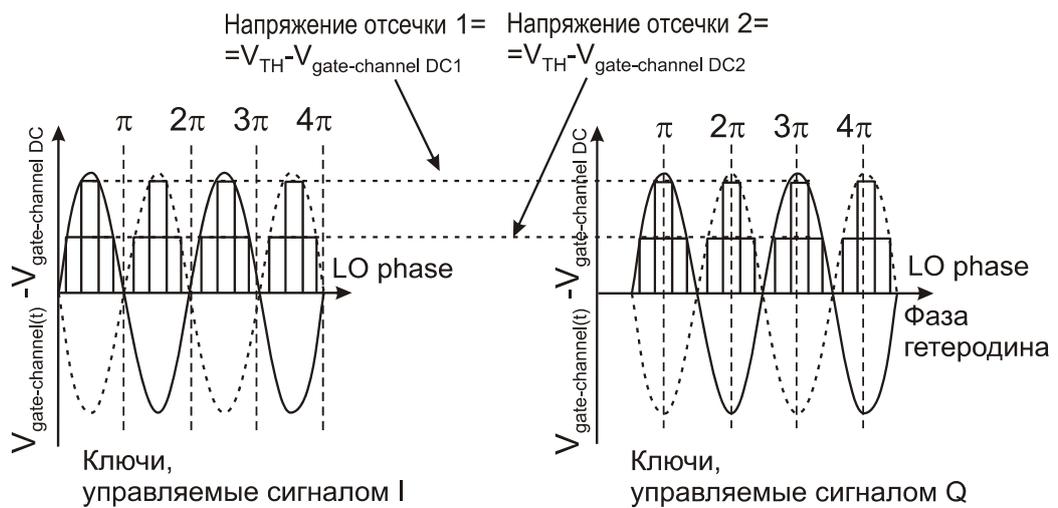


Рис. 2.29. Дифференциальное напряжение затвор-канал МОП транзисторов относительно их уровня постоянного смещения при управлении синфазным (I-LO, VT1,2 и VT7,8) и квадратурным сигналами (Q-LO, VT3,4 и VT5,6)

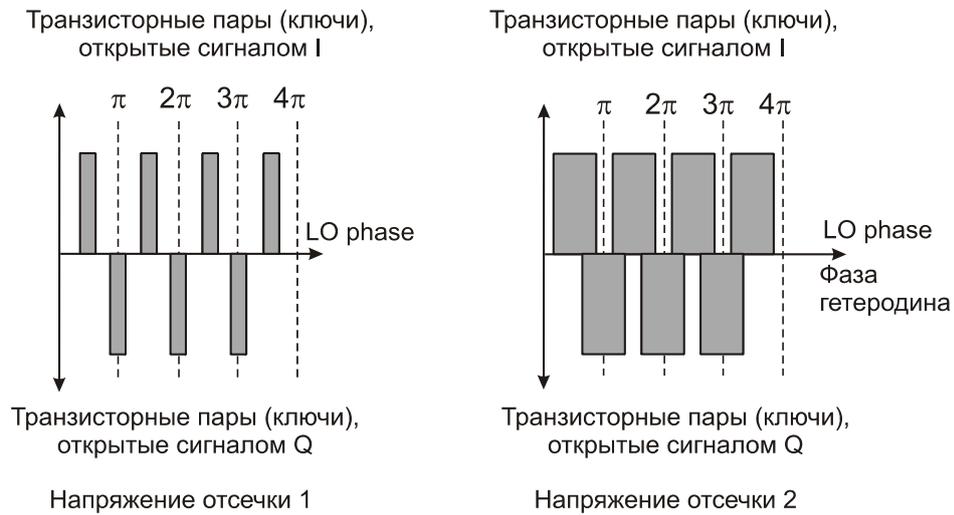


Рис. 2.30. Два случая открытых и закрытых интервалов ключей при управлении синфазным (I) и квадратурным (Q) управляющими сигналами

Одной из целей разработки является работа смесителя без фликкер шума, поэтому было промоделировано значение коэффициента шума для различного смещения на затворах транзисторов, рис. 2.31. Постоянное напряжение на затворах менялось от 0,2 до 0,4 В. В предположении идеального переключения напряжение 0,32 В соответствует случаю, когда только одна пара ключей (I- или Q-управляемая) открывается.

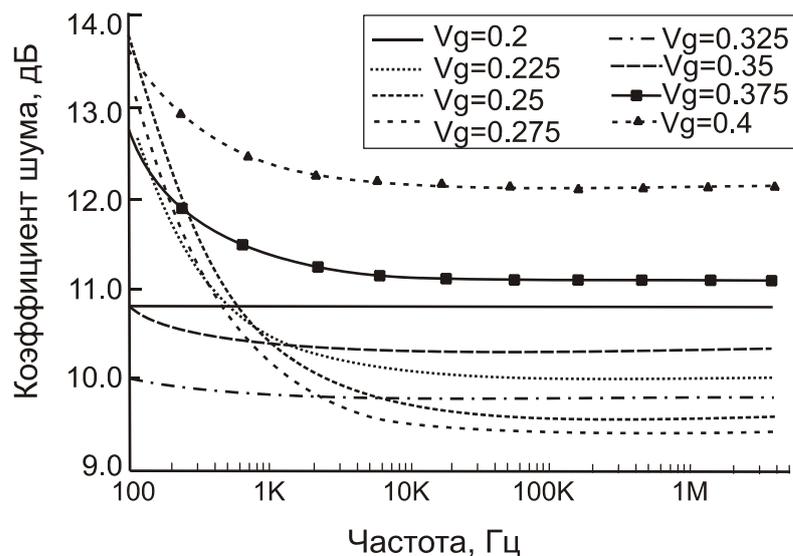


Рис. 2.31. Зависимость коэффициента шума смесителя на одной боковой полосе для различных постоянных напряжений затвор-канал

Как можно видеть на рис. 2.31, частота, до которой фликкер шум превышает белый шум, составляет величину в несколько килогерц, что свидетельствует о работе в режиме с весьма малым фликкер шумом. Характеристики смесителя, полученные по результатам моделирования с оптимизированными по критерию коэффициента шума размерами транзисторов и напряжением смещения, приведены в табл. 2.7.

Таблица 2.7

Характеристики смесителя по результатам моделирования

Коэффициент передачи по напряжению	-6 дБ
Входная точка пересечения третьего порядка ПРЗ	+5,5 дБм
Минимальный коэффициент шума для одной боковой полосы	10,6 дБ
Коэффициент шума для одной боковой полосы на частоте 100 Гц	11 дБ
Амплитуда дифференциального сигнала гетеродина	0,63 В
Величина постоянного тока	Смеситель не потребляет постоянного тока
Планируемое напряжение питания трансивера	1,25 В

Данная топология субгармонического смесителя впервые используется как пассивный смеситель. Результаты моделирования показывают работу смесителя без фликкер шума с коэффициентом шума 10,6 дБ, коэффициентом передачи по напряжению -6 дБ, входная точка пересечения третьего порядка ПРЗ 5,5 дБ без потребления постоянного тока. На высокочастотном входе смесителя практически отсутствует сигнал от гетеродина с частотой несущей СВЧ сигнала, таким образом устраняя причины возникновения СПС. Смеситель вместе с квадратурным ГУН предназначен для использования в трансивере с низкой мощностью потребления на частоту 2,4 ГГц по стандарту IEEE 802.15.4.

2.5. Смеситель для приемника беспроводных локальных сетей диапазона 5,15-5,825 ГГц

При разработке микросхем для беспроводных локальных сетей по стандарту IEEE 802.11a основными задачами являются удовлетворение требованиям по радиочастотным параметрам, для высокочастотной части – это коэффициенты шума и усиления, уровни 1 дБ компрессии и уровни интермодуляционных искажений. Важными факторами являются площадь кристалла и сложность монтажа кристалла.

Для беспроводных локальных сетей диапазона 5,15-5,825 ГГц были разработаны малошумящий усилитель, транскондуктивный усилитель и смеситель, как части супергетеродинного приемника этого диапазона [53]. При разработке этого приемника целью являлось удовлетворение требованиям стандарта при простой конструкции ВЧ части. Предполагаемое использование внешних фильтров требует большего коэффициента усиления МШУ. Поэтому предложена новая схема МШУ, имеющая два каскада, первый каскад выполнен по схеме усилителя с общим истоком, а второй – по каскадной схеме. Предлагается использовать последовательный контур в составе межкаскадного соединения для повышения коэффициента усиления. Схема МШУ и эквивалентная схема в точке X представлены на рис. 2.32. Z_{sub} – паразитный импеданс на землю через кремниевую подложку, Z_L – нагрузочный импеданс первого каскада, C_{in2} эквивалентная входная емкость второго каскада, R_{in} – реальная часть входного импеданса второго каскада, создаваемая индуктивностью локальной обратной связи L_2 . Индуктивность L_g образует последовательный контур с C_{in2} . Предполагая, что R_{in} мало по сравнению с параллельно соединенными Z_L и Z_{sub} , последовательный колебательный контур $L_g - C_{in2} - R_{in}$ создает цепь с малым импедансом от точки X , уменьшая усиление от входа усилителя до точки X , но благодаря резонансу напряжения на контуре получается усиление по напряжению от входа МШУ до входа второго каскада, в предположении, что добротность контура больше 1. Поэтому каскад с общим истоком дает

усиление по напряжению, но не испытывает влияние эффекта Миллера (увеличение эквивалентной емкости инвертирующего транзистора, обусловленное обратной связью с выхода на вход транзистора при его выключении), эффективно работает как каскад с общим истоком в каскодном каскаде. Также, низкий импеданс, соединяющий точку X со входом следующего каскада, уменьшает потери при протекании тока через импеданс подложки Z_{sub} . Анализ эквивалентной схемы, приведенной на рис. 2.32, показывает, что если C_{in2} приблизительно равно емкости затвор-исток транзистора VT2 (пренебрегая эффектом Миллера) и R_{in} намного меньше модуля параллельно соединенных Z_L и Z_{sub} , усиление по току от выхода первого каскада до выхода второго i_{d2}/i_{d1} равно

$$\frac{i_{d2}}{i_{d1}} \cong \frac{g_{m2}}{sC_{gs2}} \cong \frac{\omega_T}{\omega}, \quad (2.19)$$

где ω_T – граничная частота VT2, ω – рабочая частота. Отметим, что (2.19) будет справедливым при соответствующем выборе размеров транзистора VT2.

На СВЧ существующие каскодные усилители могут испытывать значительные потери при протекании тока через паразитные сопротивления подложки в средней точке даже при низком импедансе транзистора с общим затвором. Кроме уменьшения усиления паразитные элементы подложки уменьшают нагрузочный импеданс истока транзистора в схеме с общим затвором в каскодном усилителе, серьезно увеличивая вклад каскада с общим затвором в итоговый шум и ухудшая общие шумовые характеристики [92]. За счет низкого импеданса в точке X данный МШУ устраняет эти проблемы и, имея коэффициент шума 1,89 дБ, показывает лучшие характеристики среди МШУ с высоким усилением с использованием двух каскодных каскадов [77]. Кроме того, при проектировании на напряжение питания в 3 и более вольт, предлагаемая высокочастотная схема может быть реализована при протекании постоянного тока последовательно через первый и второй каскад, совместно используя постоянный ток от источника питания и уменьшая потребление тока МШУ наполовину.

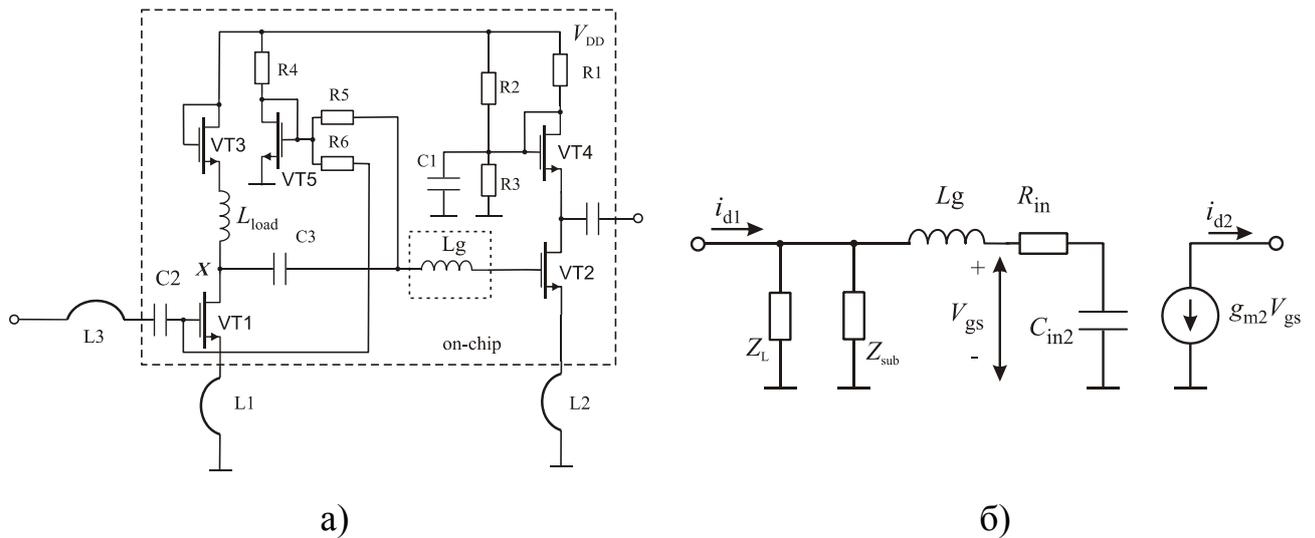


Рис. 2.32. Схема МШУ (а) и эквивалентная схема цепи со стороны транзистора VT1 в точке X (б)

Резонансный контур $L_g - C_{in2}$, связывающий каскады, увеличивает площадь микросхемы. Добротность типичной интегрированной индуктивности редко превышает 10, поэтому эта индуктивность увеличивает коэффициент шума. Также и коэффициент усиления МШУ до входа второго каскада будет зависеть от добротности рассматриваемой цепи. Моделирование подтверждает, что при использовании внешней проволочной индуктивности можно снизить на 0,17 дБ коэффициент шума при практически неизменных прочих параметрах.

Вход СВЧ приемника обычно является несимметричным. Так как двойная балансная схема смесителя предпочтительна для использования в приемнике, то необходимо преобразовать несимметричный сигнал в симметричный. В данном приемнике используется несимметричный МШУ и также предполагается использование фильтра на зеркальную частоту, поэтому преобразование сигнала в симметричный необходимо осуществить перед смесителем.

Смеситель, показанный на рис. 2.33, построен на основе переключающегося каскада типа ячейки Гильберта (VT5-VT8). Новый транскондуктивный каскад (VT1-VT4) управляется входным сигналом напряжения (вход ВЧ) и создает противофазный переменный ток для ключевого каскада, одновременно преобразуя несимметричный сигнал в симметричный [53, 106]. Разработанный

каскад, преобразующий приращение напряжения на входе в приращение тока на выходе, позволяет реализовать преимущества работы двойного балансного смесителя без дополнительных преобразований сигнала и избежать дополнительных потерь энергии.

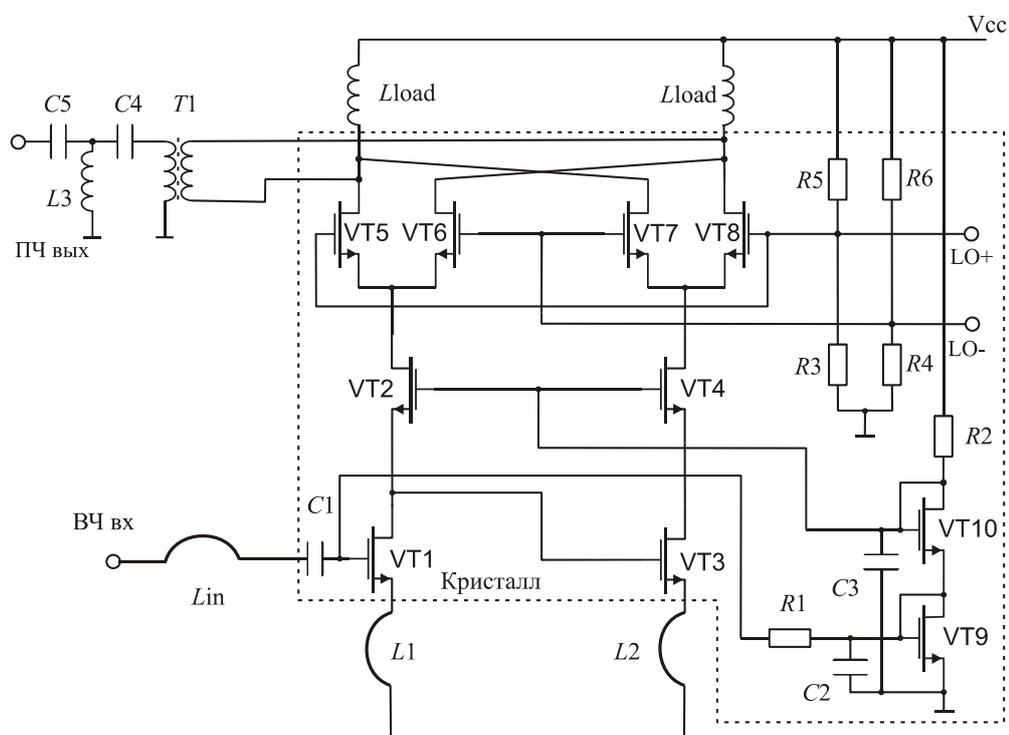


Рис. 2.33. Схема активного смесителя с активным балуном

Технологический процесс с двойными карманами позволяет отделять ячейки с n-типом проводимости (и поэтому независимых от соединения по выводам подложки) от других n-МОП приборов. Следовательно, смещение транзисторов VT9 и VT10 свободно от влияния подложки, что позволяет симметричное смещение по постоянному току ветвей VT1-VT2 и VT3-VT4, осуществляющих транскондуктивное преобразование. Это улучшает усиление и линейность смесителя. Проволочные индуктивности $L1$ и $L2$ выбираются для создания одинакового переменного тока в ветвях, что, как было найдено, ведет к улучшению характеристик.

Так как смеситель был спроектирован как часть супергетеродинного приемника, требуется входное и выходное согласование для соответствующей ра-

боты фильтров зеркального канала и фильтров промежуточной частоты. В данной разработке для согласования по входу с входным сопротивлением 50 Ом требуются только проволочные индуктивности. В соответствии с упрощенным анализом [75], полная крутизна G_m резонансно согласованного (путем вырожденной индуктивности в истоке) каскада с общим истоком не зависит от крутизны транзистора g_m , а зависит только от граничной частоты транзистора ω_T , рабочей частоты ω и сопротивления истока R_S :

$$G_m = \frac{\omega_T}{2\omega R_S}. \quad (2.20)$$

Этот факт используется для уменьшения ширины транзисторов VT1 и VT3 для того, чтобы увеличить их плотность тока и напряжение $V_{GS} - V_{TH}$. Это повышает соответствующую частоту ω_T транзистора и линейность транскондуктивного каскада без уменьшения коэффициента преобразования.

При моделировании предполагалось, что на выходе смесителя установлен идеальный трансформатор и внешняя идеальная индуктивная нагрузка на выходе. Поэтому полученные характеристики соответствуют случаю дифференциальной нагрузки или преобразованию выходного дифференциального сигнала в несимметричный без потерь.

Результаты моделирования для МШУ: коэффициент шума 1,72 дБ, усиление 18,6, точка 1дБ компрессии по входу ($P_{-1дБ}$) -15,6 дБм. Для смесителя: коэффициент преобразования 7,8 дБ, точка пересечения третьего порядка по входу (IP3) 6,6 дБм, $P_{-1дБ}$ -3,5 дБм, коэффициент шума (на одной боковой полосе) 7,1 дБ. Таким образом, применение последовательного резонанса межкаскадной цепи МШУ и новой конструкции преобразователя несимметричного сигнала напряжения в симметричный токовый сигнал для управления смесителем на ячейке Гильберта позволили получить некоторые параметры устройств диапазона 5,15-5,825 ГГц, такие как коэффициент шума МШУ и параметр IP3 смесителя лучше, чем образца устройства на GaAs [107]. Параметры смесителя представлены в табл. 2.8.

Таблица 2.8

Параметры смесителя по результатам моделирования

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Напряжение питания	2,7 В	Коэффициент шума на одной боковой полосе на частоте 900 МГц	7,1 дБ
Входная частота	5.15-5,285 ГГц		
Частота ПЧ	900 МГц	$ S_{11} $	<-17,5 дБ
Коэффициент преобразования	7,83 дБ	Прохождение гетеродина на ПЧ	-18,6 дБ
Точка 1 дБ компрессии	-3,5 дБм	Прохождение гетеродина на вход	-101,2 дБ
Точка IP3	6,6 дБм	Мощность потребления	52,6 мВт

2.6. Выводы по разделу 2

Для построения ИС трансивера на диапазон 2,4 ГГц с минимальным потреблением энергии от источника питания развит метод построения приемника прямого усиления применительно к КМОП технологии с использованием метода минимального использования цепей с протеканием постоянного тока. Для этого впервые использовано в данной технологии несимметричное включение пассивного смесителя и малошумящего усилителя, рассчитанного по методу одновременного согласования по шуму и коэффициенту усиления при условии минимизации потребляемой мощности. По результатам измерения изготовленной ИС ВЧ часть приемника потребляет 1,8 мВт, а передатчика 5,4 мВт, что меньше, чем в устройствах, опубликованных на момент выхода работы [52].

Параметры приемника – 30 дБ усиления по напряжению, 7,3 дБ коэффициент шума при частоте превышения уровня фликкер шума над уровнем белого шума 70 кГц, параметр нелинейности IP3 равен -8 дБм, IP2 – +40 дБм. ВЧ часть передатчика – 12 дБ усиления, 0 дБм выходной мощности при IP3 10 дБм и -30

дБ подавления сигнала гетеродина на входе. Приемник и передатчик потребляют 3,5 и 3 мА при напряжении питания 1,8 В.

Составлен алгоритм и программа расчета шума в устройствах на МОП транзисторах на основе модели захвата электронов в диэлектрике под затвором. Показано, что в пассивном смесителе на четырех МОП транзисторах этот механизм ответственен за образование шума вида $1/f$, данный подход может применяться для моделирования других устройств.

Впервые предложена конструкция пассивного субгармонического смесителя и проведено моделирование его работы, показано, что выбором постоянных смещений на дифференциальных ключах двойного балансного смесителя можно существенно изменять уровень шумов смесителя, при сохранении преимуществ субгармонического смесителя по смещению уровня постоянной составляющей и прохождению сигнала гетеродина.

Разработана конструкция и проведено моделирование высокочастотной части приемника по 0,18 мкм КМОП технологии для беспроводных сетей на диапазон 5.15-5,285 ГГц с усовершенствованными схемами МШУ и активного смесителя. Для смесителя получен коэффициент шума 7,1 дБ, значение IP3 – 6,6 дБм.

РАЗДЕЛ 3

ПОСТРОЕНИЕ ЭКОНОМИЧНОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Разработчики систем связи, столкнувшись с ограниченностью частотного диапазона, проблемами многолучевого распространения и другими, обратились к использованию систем со сверхширокополосными сигналами. Одним из вариантов применения таких методов передачи информации является использование коротких импульсов, спектр которых занимает широкий диапазон частот, но находится на уровне (и даже ниже) естественных шумов. Это позволяет разрабатывать системы связи, не создающие помех другим пользователям в данном диапазоне частот. В данном разделе рассматривается разработка приемопередатчика в интегральном исполнении, работающего в диапазоне 3,1-5,1 ГГц.

Полученные в этом разделе результаты опубликованы в [108-113].

3.1. Построение генератора радиоимпульсов для сверхширокополосной системы связи с низким потреблением энергии

Широкое использование сверхширокополосных систем беспроводной локальной связи (импульсное радио IR-UWB стандарта IEEE 802.15.4a [29]) требует массового выпуска трансиверов с малым потреблением энергии. Рассмотрим методы построения экономичного трансмиттера, в котором уменьшена мощность, потребляемая формирователем импульсного выходного сигнала.

Для коммерческих систем Федеральная комиссия по связи (FCC) ограничила UWB эмиссию мощности на уровне ниже -41,3 дБм/МГц (75 нВт/МГц) в полосе 3,1-10,6 ГГц для уменьшения потенциальной интерференции с существующими системами [27]. Типичная IR-UWB система работает в одном канале по всему диапазону UWB 3,1-10,6 ГГц, при этом интерферируя с другими UWB и сигналами узкополосных систем. Для устранения деградации характеристик систем вследствие внутриполосной интерференции используется план частотного разбиения на поддиапазоны. В нижней полосе 3,1-5,1 ГГц (рис. 3.1) пред-

лагаются три поддиапазона по 528 МГц. Функция переключения между ними является обязательной для многополосных IR-UWB систем. Частотный диапазон 5-6 ГГц отводится для WLAN, верхний диапазон 6-10 ГГц зарезервирован для будущих систем.

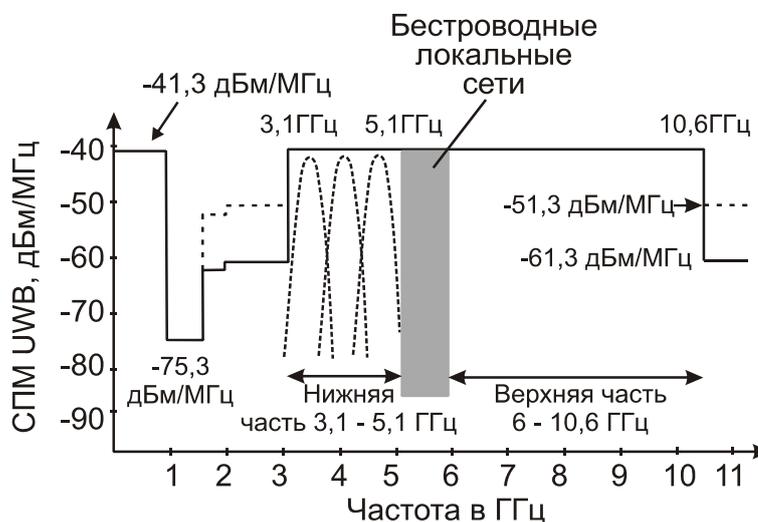


Рис. 3.1. Спектральная маска FCC для сверхширокополосных систем
сплошная линия – вне, и штриховая – внутри помещений

Главной проблемой разработки является генерация короткого импульса, спектральная плотность которого удовлетворяет спектральной маске FCC, с подавлением боковых полос спектра более чем 20 дБ. Кроме того, в многополосном IR-UWB обязательной является функция переключения поддиапазонов. В UWB без несущей эта функция не может быть реализована, так как система работает в одном канале UWB [28]. Так как UWB системы, основанные на использовании несущей, являются гибкими для задания спектра импульса с целью обеспечения множественного доступа, импульсы в виде нескольких периодов часто генерируются путем модуляции сигнала генератора прямоугольным [30, 114, 115] или треугольным сигналом [116, 117]. Поскольку огибающая импульса определяет спектральные характеристики, спектр импульса [30] имеет ограниченное подавление боковых полос и нуждается во внешних фильтрах для удовлетворения требований FCC. Такие устройства сложны, содержат много функциональных блоков и потребляют много мощности вследствие непрерывной работы генератора на центральной частоте спектра импульса.

Для IR-UWB систем с одним диапазоном (без несущей) спектр импульса проектируется для всего диапазона 3,1-10,6 ГГц. Поэтому импульс должен иметь очень короткую длительность (менее наносекунды) с одним или несколькими колебаниями в форме Гауссова импульса [28]. Было предложено много разновидностей импульсов [118, 119], однако для удовлетворения требуемой полосы частот Гауссов импульс и сигналы в форме его производных предпочтительней, так как он содержит малые по уровню боковые полосы и обеспечивает крутой спад СПМ по сравнению с другими типами импульсов. Теоретический анализ показывает, что большие производные от Гауссова импульса имеют лучший спад частотного спектра, так что импульс может удовлетворить FCC спектральной маске без требований дополнительной фильтрации. Анализ в [120] показывает, что необходима по меньшей мере 7-я производная от Гауссова импульса для того, чтобы поместить СПМ во внутрь спектральной маски FCC, показанной на рис. 3.1 для систем, используемых вне помещения. Также надо учитывать, что высоко- и низкочастотные компоненты СПМ не меняются симметрично в зависимости от числа производных.

Некоторые из ранее предложенных импульсных генераторов прямого синтеза построены на диоде с накоплением заряда и формирующей линии [121, 122] или используют передаточные характеристики гетеробиполярного транзистора [123]. Недавно был представлен генератор импульсов, основанный на аналоговой технике [124]. В этих работах генератор импульсов, часто использующий первую и вторую производные от Гауссова импульса, не удовлетворяет маске FCC и требует применения дополнительного фильтра, формирующего импульс. В работе [125] цифровая техника, используемая для формирования импульса методом его приближения, весьма сложна. Построенный по этому методу генератор импульсов потребляет много мощности и не работает в многодиапазонных системах.

В многодиапазонных (основанных на несущей) IR-UWB системах импульс имеет большую протяженность, чем в системах с одним диапазоном, и состоит из множества периодов синусоидального колебания, поэтому диапазон

частот радиоимпульса сужается, что упрощает реализацию многодиапазонных систем. Многопериодные импульсы (радиоимпульсы) генерируют, объединяя отдельные перепады напряжения [126 - 128] или модулируя амплитуду генератора для получения заданной формы, такой как прямоугольная [114, 115] или треугольная [117]. В таком методе результирующий импульс имеет центральную частоту, определяемую задержкой на каскад, и длина импульса равна целому числу ВЧ периодов, определяемых числом перепадов напряжения. Поэтому требуется сложная схема, чтобы получить точную и одинаковую задержку на каскад. Далее, центральная частота генератора определяет центральную частоту спектра импульса, которая должна быть изменена при переключении поддиапазонов. В зависимости от формы огибающей радиоимпульса спектр импульса будет иметь различные характеристики. В соответствии с [129], треугольная огибающая радиоимпульса может обеспечить подавление боковых лепестков на 26 дБ, при прямоугольной форме огибающей импульса этот параметр – только 13 дБ. Повышенная величина коэффициента подавления боковых лепестков в многодиапазонных системах уменьшает интерференцию смежных каналов. Форма импульсов должна быть симметричной по времени, так чтобы их спектр концентрировался симметрично у центральной частоты при максимальном подавлении боковых лепестков.

В [117] радиоимпульс формируется путем модуляции выходного сигнала автогенератора сигналом треугольной формы. Это обеспечивает подавление боковых лепестков около 20 дБ. Однако, наличие нескольких функциональных блоков, включенных в систему ФАПЧ, делает этот вариант менее предпочтительным вследствие большого размера кристалла и высокого потребления тока. В [114] предлагается генерировать импульс для многополосной системы путем управления генератором. Проблема этого метода в том, что огибающая выходного импульса имеет прямоугольную форму. По этой причине необходима дополнительная фильтрация для получения требуемой режекции боковых лепестков. Также растут затраты энергии вследствие того, что генератор непрерывно работает на центральной частоте спектра импульса.

Существует два основных метода получения сигнала для сверхширокополосных систем: формирование сигналов на основе радиоимпульсов и видеоимпульсов. Первый чаще всего предполагает модуляцию непрерывного сигнала генератора по определенному закону для создания коротких, по сравнению с периодом следования, радиоимпульсов [30, 114 - 117], второй метод основан на генерировании одиночных импульсов различной формы [118, 119], одним из вариантов которого является использование импульсов в форме Гауссова импульса и в форме производных от этого импульса [120].

Очевидно, что при одинаковых требованиях к спектру излучаемых частот этими методами формируются похожие сигналы, но методы имеют различную сложность реализации.

На рис. 3.2 показаны схемы, реализующие эти используемые методы.

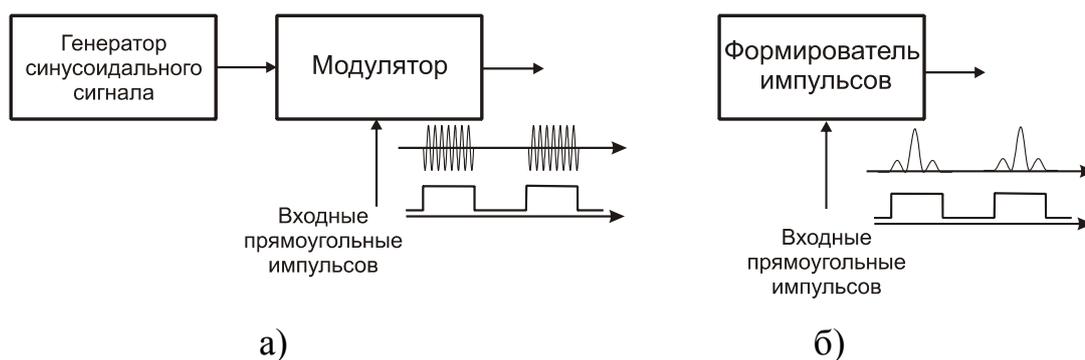


Рис. 3.2. Возможные методы формирования сверхширокополосных сигналов:

- а) – из непрерывного синусоидального сигнала;
- б) – путем генерации короткого импульса

Рассмотрим варианты методов формирования сигналов для сверхширокополосных систем связи, один с использованием импульсного управления автогенератором, а другой – на основе формирования импульса в виде производной Гауссова импульса, который является оптимальным для условий, заданных стандартом [27].

3.1.1. Разработка генератора для UWB системы методом формирования радиоимпульса

Чтобы устранить недостатки, связанные с использованием модуляции генератора непрерывного сигнала (рис. 3.2а), рассмотрим метод манипулирования сигналом генератора [114]. В данном исследовании используется переходной процесс включения/выключения автогенератора для формирования радиоимпульса с треугольной огибающей [108, 109] в отличие от прямоугольной в [114]. Целью также является разработка генератора с минимальной длительностью начального этапа переходного процесса установления колебаний.

На рис. 3.3 показана эквивалентная схема LC генератора в состоянии включенном а) и выключенном б). Элементы L и C представляют резонансный колебательный контур, R_T – эквивалентное паразитное сопротивление LC контура, $-R$ – отрицательное сопротивление, создаваемое активным прибором, и R_D – полное эквивалентное сопротивление LC контура в состоянии «Выкл».

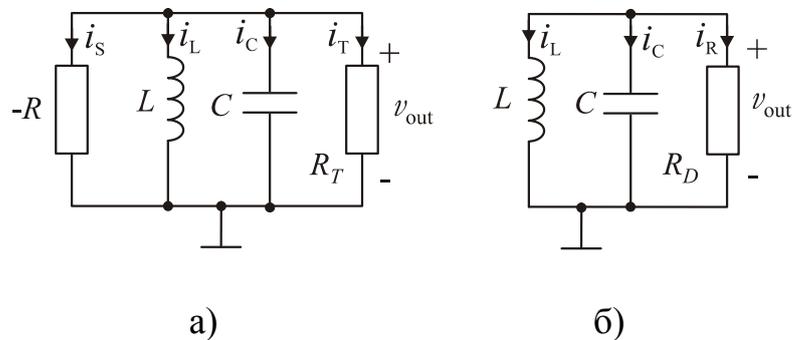


Рис. 3.3. Эквивалентная схема LC автогенератора в состоянии Вкл (а) и Выкл (б)

При использовании дифференциального LC генератора ток i_S может быть представлен нелинейным полиномом с нечетными степенями в разложении. Для простоты i_S можно аппроксимировать нелинейной функцией 3-го порядка выходного напряжения v_{OUT}

$$i_S = av_{OUT} + bv_{OUT}^3, \quad (3.1)$$

где a и b – коэффициенты при членах ряда 1 и 3-го порядков, соответственно. Коэффициент a в (3.1) представляет линейную часть отрицательной крутизны активного прибора. Из рис. 3.3а

$$i_S + i_L + i_C + i_T = 0. \quad (3.2)$$

Дифференцируя (3.2) по времени, получим следующее нелинейное дифференциальное уравнение

$$C \frac{d^2 v_{OUT}}{dt^2} + \left(a + 3bv_{OUT}^2 + \frac{1}{R_T} \right) \frac{dv_{OUT}}{dt} + \frac{v_{OUT}}{L} = 0. \quad (3.3)$$

Используя квазилинейный метод [131,132] из (3.3) может быть получено

$$v_{OUT} = \frac{V_{steady}}{\sqrt{1 + (V_{steady}^2 / V^2(0) - 1) \cdot e^{-(t-t_0)(A_{OL}-1)\omega_0 / Q}}} \cos(\omega_0 t + \phi_0), \quad (3.4)$$

где $V_{steady} = \sqrt{4/3[(A_{OL} - 1)/bR_T]}$ – амплитуда напряжения в установившемся режиме, $V(0)$ – амплитуда при t_0 , $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ – резонансная частота генератора, $A_{OL} = aR_T$ усиление в разомкнутой петле обратной связи, $Q = R_T \sqrt{C/L}$ – добротность контура, и t_0 и ϕ_0 – начальные значения времени и фазы. Соотношение (3.4) описывает форму выходного напряжения, где огибающая, показанная на рис. 3.4 (состояние «Вкл»), заполняется колебаниями автогенератора на частоте ω_0 . На рис. 3.4 под сплошной линией сигнал представляет комбинацию переходных процессов изменения выходного напряжения в состояниях «Вкл» и «Выкл», а штриховая линия соответствует процессу установления стационарных колебаний.

Так как огибающая импульса определяет его спектральные характеристики, рассмотрим зависимость формы огибающей от элементов схемы. Из рис. 3.4 видно, что для участка включения (нарастания) импульса, амплитуда выходного напряжения мала [132], так что эта часть огибающей может быть аппроксимирована как

$$v_{env-rise} = V(0) e^{(t-t_0)(A_{OL}-1)\omega_0 / 2Q}, \quad (3.5)$$

где $v_{env-rise}$ представляет огибающую напряжения выходного сигнала в течение периода нарастания сигнала.

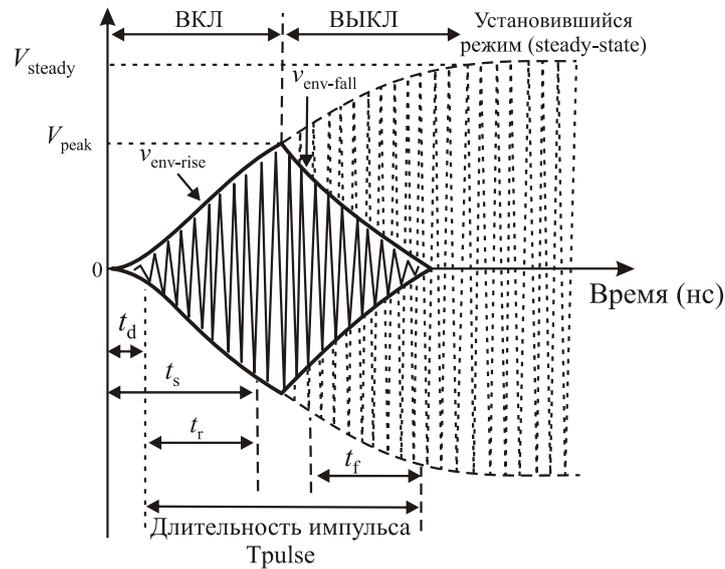


Рис. 3.4. Формирование радиоимпульса: переходные процессы включения и выключения (сплошная линия) и установившийся режим (штриховая линия)

Из (3.5) требуемое время для получения значения огибающей выходного напряжения может быть выражено

$$t = \left(\frac{2Q}{\omega_0} \frac{1}{A_{OL} - 1} \right) \ln \left(\frac{v_{env-rise}}{V(0)} \right). \quad (3.6)$$

Время t_0 в основном определяется длительностью переходных процессов установления режимов смещения автогенератора [132]

$$t_0 = R_0 C_0, \quad (3.7)$$

где R_0 и C_0 — эквивалентные сопротивление и емкость в цепи подачи смещения на транзистор. Используя запуск автогенератора путем управления генератором тока в цепи истока, это время можно минимизировать. Начальный момент запуска колебаний определяется цифровым сигналом, включающим ток питания. В момент запуска $V(0)$ усиливается большим током питания, что уменьшает задержку между сигналом запуска и заметным нарастанием $v_{env-rise}$.

Из (3.6) t_d и t_s — времена, когда выходное напряжение достигает 10% и 90%

максимального напряжения V_{peak} соответственно, могут быть найдены подстановкой $v_{env-rise} = 0,1V_{peak}$ и $0,9V_{peak}$ соответственно, и время нарастания t_r может быть рассчитано как

$$t_r = t_s - t_d = 4,39 \frac{Q}{(A_{OL} - 1)\omega_0} = 4,39 \frac{1}{A_{OL} - 1} CR_T. \quad (3.8)$$

Полоса частот импульса обратно пропорциональна его длительности. Поэтому время нарастания должно быть немного меньше, чем половина длительности импульса T_{pulse} (рис. 3.4), и находиться в диапазоне наносекунд для более чем 500 МГц полосы. Уравнение (3.8) показывает, что малая добротность Q и большой коэффициент усиления A_{OL} помогают уменьшить t_d . Так как A_{OL} также пропорционален Q , оба времени t_d и t_s могут быть уменьшены путем увеличения крутизны активного прибора, что обычно требует увеличения постоянного тока питания. Таким образом, ожидаемый наносекундный уровень времени нарастания может быть зависим от уровня потребления мощности.

На рис. 3.4 вторая половина импульса представляет собой процесс выключения генератора. Для записи выражения, представляющего этот участок огибающей, будет использоваться эквивалентная схема рис. 3.3б. На нем схема состоит из LC контура и параллельного ему сопротивления R_D . В течение переходного процесса выключения генератор работает аналогично затухающему генератору с начальной амплитудой V_{peak} . Используя известный анализ затухающего процесса, выходное напряжение можно записать

$$v_{out} = V_{peak} e^{-t/\tau} \cos(\omega_d t + \phi_d), \quad (3.9)$$

где $\tau = 2CR_D$ – постоянная времени, $\omega_d = \sqrt{1/LC - 1/\tau^2}$ – частота затухающих колебаний, и ϕ_d – начальная фаза. При слабом затухании типичная постоянная времени τ значительно больше, чем период колебаний LC контура, так что $\omega_d = \omega_0$. Из (3.9) огибающая затухающего колебания ($v_{env-fall}$) генератора может быть записана как

$$v_{env-fall} = V_{peak} e^{-t/\tau}. \quad (3.10)$$

Из (3.10) значение времени, когда огибающая выходного импульса уменьшится до произвольного уровня v_{out} , выражается

$$t = \tau \ln \frac{V_{peak}}{v_{out}}. \quad (3.11)$$

Как показано на рис. 3.4, время спада t_f определяется как величина времени, за которое амплитуда уменьшается от 90 до 10% его пикового значения, которое может быть определено

$$t_f \approx \tau \ln 9 = 4,39CR_D. \quad (3.12)$$

Уравнение (3.12) показывает, что для заданной величины t_f , которое определяется емкостью C , время спада t_f управляется только изменением R_D .

Как сказано ранее, симметричный спектр импульса с максимальным подавлением боковых лепестков получается при равных временах спада и нарастания импульса. Из (3.8) и (3.12) условие $t_r = t_f$ определяется выражением

$$R_D = \frac{R_T}{A_{OL} - 1}. \quad (3.13)$$

Выражение (3.13) ставит задачу обеспечения определенных соотношений для добротности контура (рис. 3.3) в состояниях Вкл и Выкл, что требует для LC контура дополнительного шунтирующего резистора в течение периода Выкл, при $A_{OL} > 2$. Это выполнено в рассматриваемой конструкции генератора.

3.1.2. Топология генератора радиоимпульсов

Предложенная схема генератора импульсов, построенного на основе включаемого/выключаемого LC генератора, показана на рис. 3.5. Как можно видеть из рис. 3.5, ядро схемы генератора импульсов является многодиапазонным, что достигается с помощью набора переключаемых конденсаторов. Дифференциальный автогенератор управляется парой ключей на ПТ, на которые подаются противофазные импульсы, формируемые из входного потока цифро-

вых данных. Использование инверторов также помогает сделать более крутыми фронты синхронизирующего (тактового) сигнала.

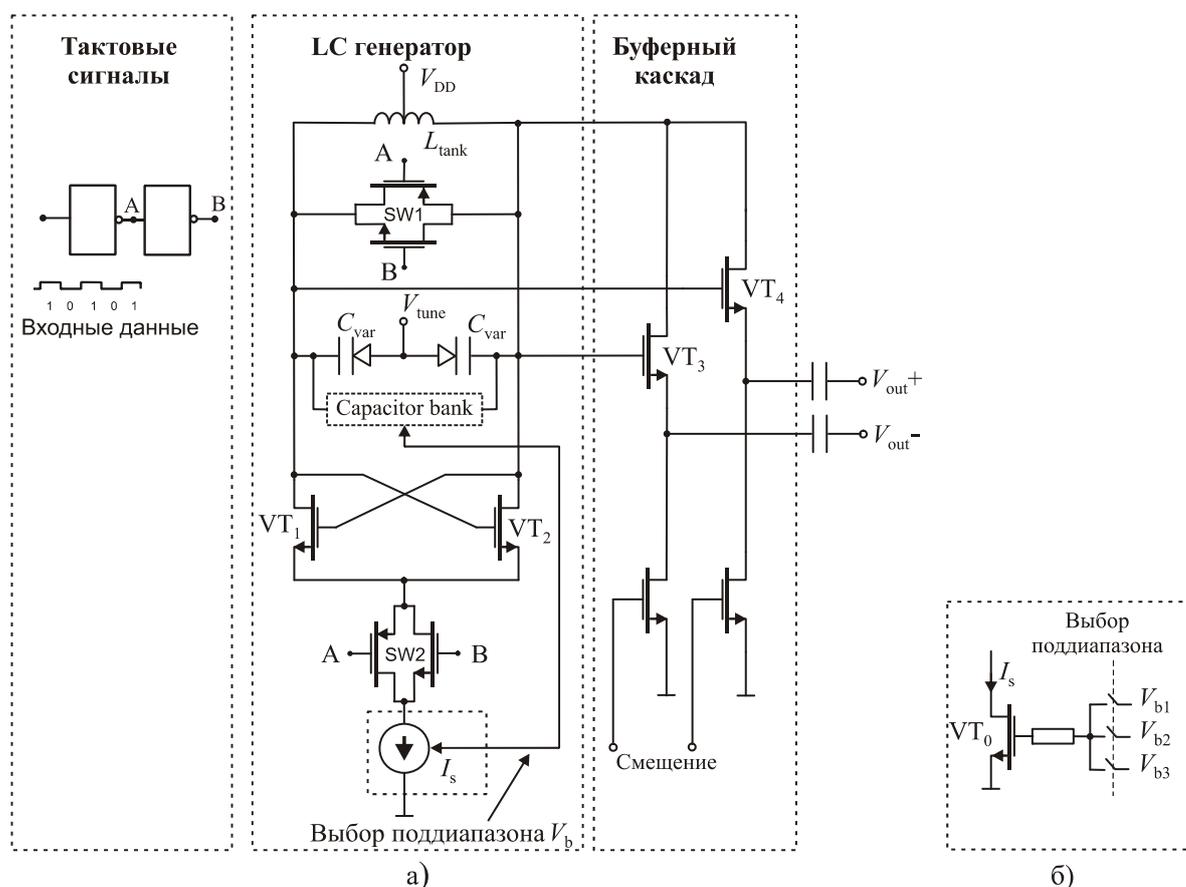


Рис. 3.5. Схема предлагаемого генератора радиоимпульсов (а) и схема управления генератором тока I_s одновременно с выбором поддиапазона (б)

Основная идея, показанная на рис. 3.5, – это создание импульсного сигнала, приведенного на рис. 3.4, путем включения и выключения автогенератора с использованием ключей. Автогенератор может быть Включен (генерирует) и Выключен (нет генерации) путем переключения одного из двух ключей $SW1$ и $SW2$ (рис. 3.5). В случае использования только $SW1$ импульсный генератор рассеивает мощность постоянного тока, что не оптимально с точки зрения малого потребления мощности устройством. Другой вариант, с использованием только $SW2$, удовлетворяет двум целям – сбережению энергии и переключению генератора. При использовании только $SW2$ рассеяние мощности значительно снижается, так как генератор рассеивает только мощность, соответствующую

току в режиме работы, и не рассеивает ее в паузах между импульсами. Потребляемая мощность будет пропорциональна скорости передачи данных благодаря обратной пропорциональности коэффициенту заполнения.

Для случая использования только SW2 из (3.13) усиление в разомкнутой петле обратной связи автогенератора A_{OL} должно быть точно равно 2, при этом R_D на рис. 3.3б должно быть равно R_T . В этом случае из (3.12) величина емкости контура C и добротность индуктивности (определяющая значение R_T) должны подстраиваться для удовлетворения требований по времени спада. Для индуктивности 2 нГн с добротностью 10 по стандартной КМОП технологии R_T оценивается как 500 Ом на частоте 4 ГГц (C равно 0,79 пФ). Из (12) t_f равно 1,74 нс, что незначительно больше, чем необходимое время спада для получения полосы частот 500 МГц. Для $R_D = R_T$ (3.12) может быть переписано как

$$t_f \approx 4,39CR_T \propto \frac{Q}{\omega_0}. \quad (3.14)$$

Из (3.14), так как индуктивность доминирует в значении добротности LC контура, уменьшение времени спада t_f можно ожидать получением более низкой добротности Q интегральной катушки индуктивности. Добротность индуктивности может быть снижена уменьшением ширины металлизации спиральной индуктивности на кристалле, что ведет к меньшим размерам индуктивности. Одна возможная сложность при реализации генератора импульсов с использованием только ключа SW2 это то, что уменьшение добротности катушки индуктивности может привести к слишком малой выходной мощности, и в этом случае может понадобиться дополнительный широкополосный усилитель. Требование дополнительного усилителя нивелирует первоначальную идею построения генератора с малой потребляемой мощностью.

Таким образом, третий вариант – использовать оба ключа, как на рис. 3.5, где SW2 используется только для целей сохранения энергии, а SW1 – для контроля времени спада без уменьшения выходной мощности. Два ключа работают поочередно, когда один ключ в состоянии Вкл, другой в состоянии Выкл и на-

оборот. При использовании SW1 сопротивление R_D (рис. 3.3б) становится равным сопротивлению параллельно соединенных R_T и R_{SW1} , где R_{SW1} – сопротивление ключа SW1 в открытом состоянии. Выбором R_{SW1} время спада t_f может контролироваться без воздействия на добротность LC контура и A_{OL} . Поэтому выходная мощность может контролироваться независимо от времени спада.

Генератор импульсов, показанный на рис. 3.5а, работающий с двумя ключами, был адаптирован для реализации по КМОП технологии. Разработанный генератор не рассеивает мощности в состоянии Выкл. Комбинация SW1 и SW2 дает больше гибкости при проектировании в плане контроля формы импульса и соответствующей СПМ.

Входные цифровые данные, поставляемые из модулятора (рис. 3.5а), управляют двумя ключами в генераторе импульсов. Инверторы на рис. 3.5а создают противофазные сигналы (точки А и В) для двух ключей. Также они обеспечивают стабильный уровень сигнала в состояниях 0 и 1.

Как обсуждалось в предыдущем разделе, спектральная плотность мощности (СПМ) радиоимпульса зависит от формы огибающей импульса, которая определяется крутизной активного прибора в автогенераторе, размерами транзисторов, используемых в качестве ключей, добротностью колебательного контура и емкостью контура. Поэтому ранее был обсужден выбор этих четырех параметров, необходимых для получения желаемых параметров импульса. Активные приборы, транзисторы VT1,2 имеют отношение ширины затвора к длине (W/L) 40 мкм/0,18 мкм. Величина тока I_s не оказывает значительного влияния на потребление мощности, так как I_s включается только в течение генерирования радиоимпульса, и может выбираться для обеспечения достаточного значения крутизны приборов g_m . Для остальной части периода, которая значительно протяженней, чем длительность импульса при малом коэффициенте заполнения ($\sim 1\%$), I_s выключен, вследствие чего происходит очень малое потребление средней мощности от источников питания. Для ключей SW1 и

SW2 используется минимальная длина канала с целью уменьшения емкости приборов, отношение (W/L) 50 мкм/0,18 мкм и 40 мкм/0,18 мкм для NMOS и PMOS транзисторов, соответственно. Таким образом, сопротивление SW1 во включенном состоянии находится в диапазоне десятков Ом. Такие размеры SW1,2 также ведут к получению максимального подавления боковых лепестков СПМ.

Так как не предусмотрен дополнительный усилитель мощности между генератором и антенной, использовался буферный каскад для развязки ядра генератора с целью устранения влияния изменения импеданса нагрузки, как при работе, так и при измерениях. Таким образом автогенератор не испытывает влияния нагрузки и является более стабильным. Топология буфера (истокового повторителя) оптимизирована для согласования выходного сопротивления буфера на 50 Ом нагрузку путем изменения размеров и смещения. При подключении широкополосной антенны с волновым сопротивлением 50 Ом [133-136] форма импульса и его СПМ сохраняются и не изменяются значительно вследствие влияния характеристик сверхширокополосной антенны.

Влияние проволочных соединений (перемычек) и подложки (контактных площадок) было учтено при моделировании. Индуктивность соединений и емкость контактных площадок являются наиболее доминирующими факторами. Типичная соединительная проволока длиной 1 мм имеет индуктивность 0,8 нГн. Сигнальные контактные площадки спроектированы на верхнем слое металлизации для уменьшения паразитных емкостей. Путем варьирования длины соединительных перемычек установлено, что выходной импульс не зависит от изменения длины соединительных проводов.

Центральная частота в спектре генерируемого импульса в основном определяется частотой генератора. В предлагаемом генераторе переключение поддиапазонов предполагается путем варьирования резонансной частоты колебательного контура с использованием набора переключаемых конденсаторов [134]. Так как центральная частота переключается при изменении поддиапазона, максимальное значение СПМ импульса изменяется около 1,5 дБ и слегка

варьируется в полосе частот. Эти вариации происходят вследствие изменения емкости подключаемых конденсаторов. Максимальное значение СПМ может поддерживаться одинаковым за счет изменения I_s – тока питания генератора импульсов (рис. 3.5б). Напряжение смещения на генераторе тока VT0 изменяется, в результате чего регулируется I_s на $\pm 5\%$. Сигнал переключения поддиапазона подается одновременно с сигналом выбора необходимого тока питания.

На рис. 3.6 показаны результаты моделирования СПМ импульса в программе Cadence [90] для предлагаемого генератора импульсов в трех поддиапазонах в диапазоне 3-5 ГГц. Три частных спектра, центрированных на 3,5, 4, и 4,5 ГГц соответственно, показывают равное значение СПМ в полосе 528 МГц. Они полностью соответствуют спектральной маске FCC и могут быть расширены далее для работы на высшем диапазоне сверхширокополосного сигнала (UWB).

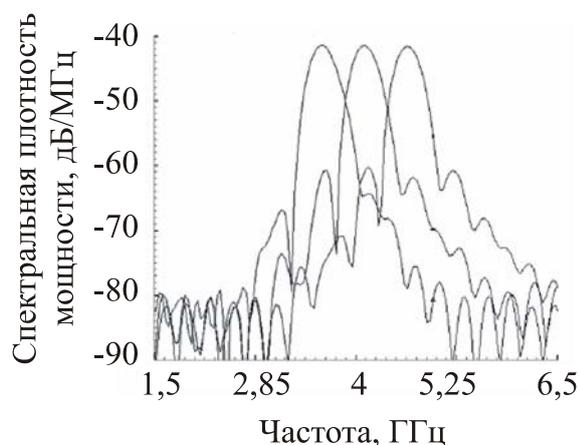


Рис. 3.6. Рассчитанная спектральная плотность мощности генератора - радиоимпульсов в трех поддиапазонах в диапазоне 3-5 ГГц

Центральная частота спектра и амплитуда могут меняться вследствие изменений в процессе изготовления и при изменении температуры кристалла. Результаты моделирования изменения центральной частоты и амплитуды СПМ в зависимости от процесса изготовления и температуры для трех поддиапазонов представлены на рис. 3.7. Для верификации вариации техпроцесса использовалось моделирование (ПО Cadence) на наихудшие случаи отклонения величин

для трех режимов: SS – высокое напряжение отсечки, TT – типичные условия работы, FF – низкое напряжение отсечки, при 27°C. Это моделирование показало, что центральная частота спектра меняется на 1,5% в зависимости от отклонений техпроцесса. Как изменяется центральная частота при изменении температуры от 0°C до 75°C показано на рис. 3.7б, изменение составляет меньше 0,5%. Это может быть приемлемо для UWB систем, так как изменения частоты относительно малы для полосы частот более 500 МГц. Кроме того, центральная частота может быть скорректирована варактором с напряжением V_{tune} таким образом, как в существующих широкополосных конструкциях ГУН [137]. В некогерентных приемниках (в системах с детектированием энергии) V_{tune} используется для точной настройки только во время измерений, так как в них не требуется точная настройка по частоте. Для когерентных систем, однако, V_{tune} необходимо, когда используется зависящая от времени ФАПЧ [137]. Диапазон электронной подстройки – около 150 МГц, чего достаточно для борьбы с вариациями частоты.

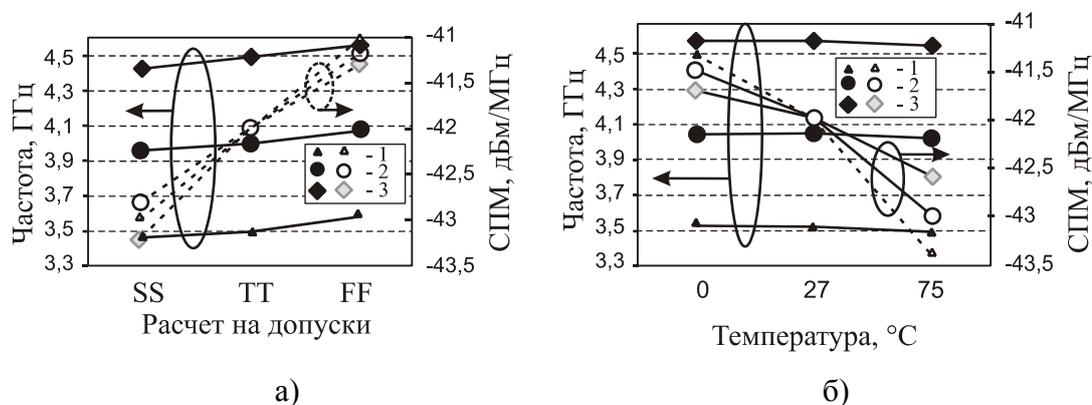


Рис. 3.7. Расчет на допуски при варьировании технологического процесса (а) и на зависимость параметров ИС от температуры (б)

Значение СПМ импульса меняется при тех же условиях на 2 дБ при вариациях процесса и из-за температурной зависимости. Путем регулировки I_s может быть достигнут одинаковый уровень СПМ на центральной частоте, как показано на рис. 3.6. Когда времена нарастания и спада меняются при проведе-

нии теста PVT – процесс, напряжение и температура, меняется также СПМ импульса. Из (3.8) и (3.14) отношение t_r/t_f может быть выражено как

$$\frac{t_r}{t_f} = \frac{R_T/R_{SW1} + 1}{A_{OL} - 1}. \quad (3.15)$$

R_T может меняться вследствие изменения добротности и центральной частоты, как и R_{SW1} при проведении PVT теста. Из (3.15) видно, что для сохранения отношения t_r/t_f по предположению постоянным, можно регулировать A_{OL} путем изменения тока питания I_s , $A_{OL} = aR_T$, крутизна пропорциональна току I_s .

Влияние изменений параметров в тесте PVT на спектр выходного импульса, возникающих из-за изменения времен нарастания и спада показано на рис. 3.7. Два экстремальных случая: в режиме FF (низкое напряжение отсечки) при 0°C, 1,6 В напряжение питания и в режиме SS (высокое напряжение отсечки) при 75°C, 1,4 В показаны на рис. 3.8а и 3.8б соответственно. В обоих случаях СПМ импульса согласуется с маской FCC без подстройки, даже когда времена нарастания и спада подвергаются изменениям в соответствии с тестом PVT. Таким образом, СПМ остается устойчивым к вариациям параметров.

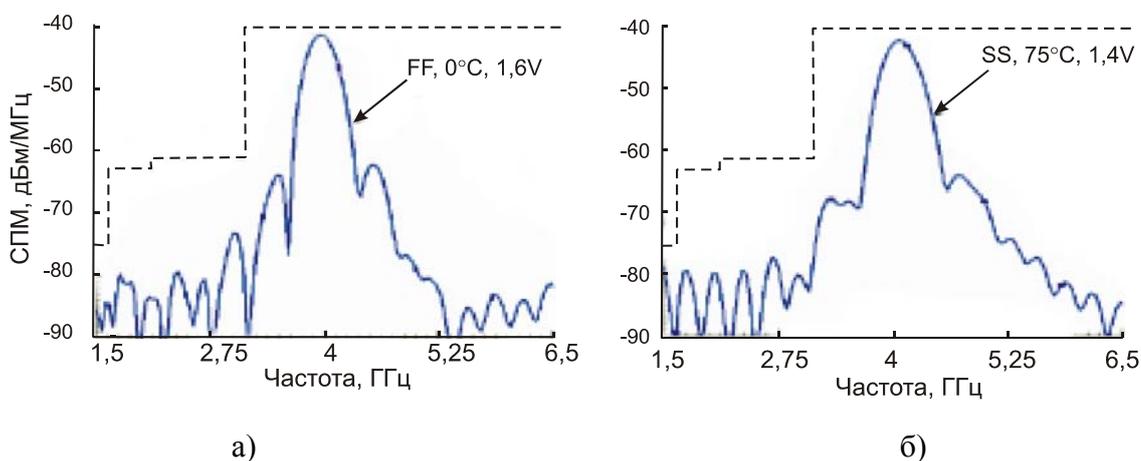


Рис. 3.8. Спектральная плотность мощности выходного импульса для двух экстремальных случаев отклонения режимов от номинальных

Другая проблема, требующая решения, это изменение поддиапазонов при изменении времен нарастания и спада. Однако минимальная полоса остается больше 500 МГц. Полоса частот импульса может контролироваться путем ва-

риации длительности входных цифровых данных, которая частично определяет длительность импульса T_{pulse} .

Ограничением предлагаемого метода генерации импульса является недостаточная точность управления центральной частотой импульса. Существующие ФАПЧ не могут быть применены из-за ключевого режима работы генератора импульсов. Однако возможно синхронизировать частоту, применяя зависимые от времени ФАПЧ [138], энергосберегающие ключевые ФАПЧ системы ценой дополнительных затрат мощности и размеров кристалла. Кроме того, данный генератор импульсов разработан для некогерентных систем с детектированием энергии (ДЭ), показанных на рис. 3.9. В приемниках с ДЭ [139] устройство формирования прямоугольных импульсов используется для сбора энергии импульса и преобразования в постоянный ток с использованием интегратора [32] и фильтра низких частот [140]. Входной сигнал компаратора сравнивается с уровнем шума устройства для принятия решения о наличии входного импульса. То есть, информация об амплитуде более важна, так как требуется превышение сигнала над уровнем шума. Требование точности центральной частоты является менее строгим, что делает предложенный генератор радиоимпульсов подходящим для систем с ДЭ. Поэтому недостатки предложенного генератора импульсов уступают преимуществам в виде малого потребления мощности, высоких спектральных характеристик и простоты схемы.

Предлагаемый передатчик с малым потреблением энергии для многодиапазонной IR-UWB системы, работающей в полосе 3-5 ГГц, показан на рис. 3.10. Принимая во внимание низкую скорость передачи (~100 кбит/с) в IR-UWB системах, была использована импульсная ключевая модуляция (On-Off Keying – ООК). Так как регламентированная мощность относительно низкая, не используется усилитель мощности. Таким образом, устройство состоит из генератора радиоимпульсов, непосредственно соединенного с антенной, и ключевого модулятора. У генератора радиоимпульсов СВЧ можно переключать три поддиапазона с полосой 528 МГц, различающихся центральной частотой. Модулятор состоит из элементов И-НЕ и логических инверторов. На один вход И-НЕ по-

ступают данные в бэйсебэнд диапазоне, на другой – прямоугольные модулирующие импульсы. Эти импульсы формируются сигнальным процессором с длительностью, обеспечивающей получение полосы выходного радиоимпульса 528 МГц в каждом поддиапазоне. Входные данные и формирующие импульсы объединяются, и результирующие прямоугольные импульсы управляют генератором радиоимпульсов. Поэтому последовательность выходных импульсов IR-UWB системы соответствует входным данным. Рассматриваемый IR-UWB передатчик может работать в пакетном режиме с малым коэффициентом заполнения, с короткими периодами активности и длинными периодами ожидания. Схема активируется только во время длительности импульса передачи и в оставшееся время не потребляет постоянного тока, что снижает потребляемую мощность.

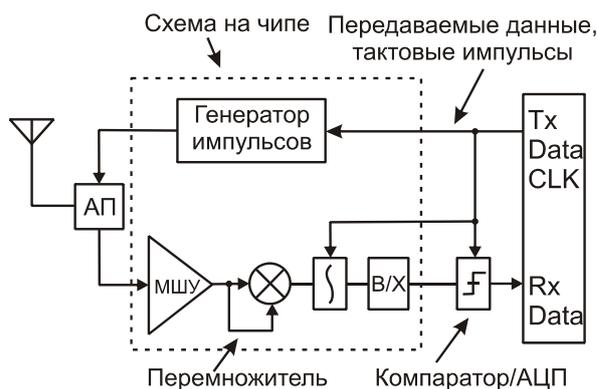


Рис. 3.9. Архитектура предложенного простого некогерентного трансивера, АП – антенный переключатель, В/Х – схема выборки/хранения (буфер)

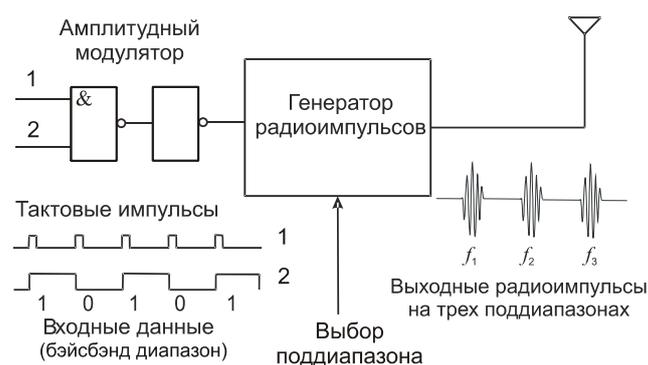


Рис. 3.10. Предложенный передатчик для многодиапазонной сверхширокополосной системы с амплитудной манипуляцией

3.1.3. Результаты экспериментальных исследований образцов генератора

Для верификации предложенной идеи был изготовлен генератор импульсов на один диапазон по описанной схеме с двумя ключами. Генератор спроектирован на напряжение питания 1,5 В по 0,18 мкм КМОП технологии. Рис. 3.11 показывает рассчитанную и измеренную осциллограмму реализованного гене-

ратора импульсов, где длительность импульса поданных на вход цифровых данных – 3,5 нс. Наблюдается хорошее соответствие промоделированных и измеренных результатов (для единичного импульса). Двойная амплитуда измеренного радиоимпульса 160 мВ вполне достаточна для передачи без дополнительного широкополосного усиления.

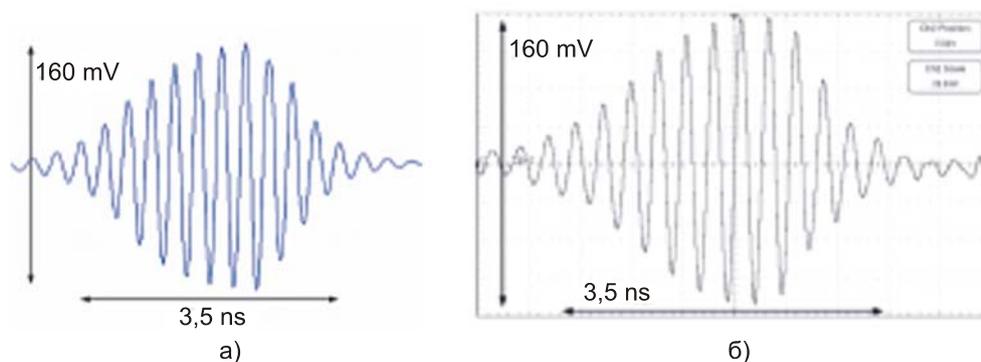


Рис. 3.11. Формы импульса: (а) – моделирование и (б) – эксперимент

Измеренное время задержки t_d , рассчитанное как разность от момента запуска до сигнала на уровне 10% от максимального значения, равно 0,5 нс. На рис. 3.12 представлена последовательность выходных импульсов с частотой повторения 100 МГц или с периодом следования 10 нс. Каждый импульс имеет длительность 3,5 нс с периодом повторения 10 нс. Максимальная скорость следования импульсов ограничена перекрытием импульсов и составляет 200 МГц.

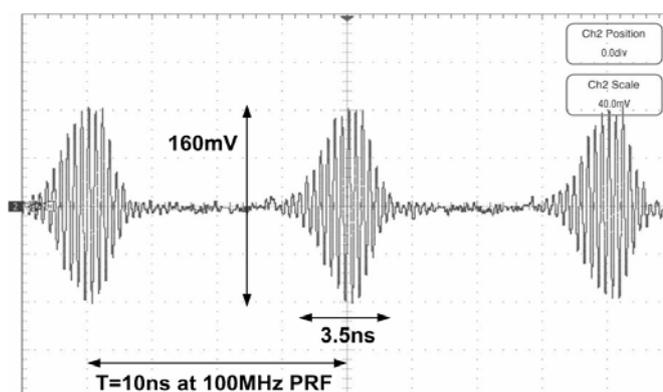


Рис. 3.12. Измеренная последовательность импульсов с частотой повторения 100 МГц

Так как амплитуда СПМ пропорциональна частоте следования импульсов, становится возможным регулировать СПМ, варьируя эту частоту для удовлетворения требований маски FCC для данной амплитуды импульсов. На рис. 3.12 показана СПМ импульса при измерении с частотой следования импульсов 40 МГц. Как видно из рис. 3.13, центральная частота 3,8 ГГц – та же, что и частота ГУН, а полоса 520 МГц – слегка меньше, чем 528 МГц. Полоса измеряется на уровне -10 дБ от максимальной мощности. На рис. 3.13 пиковая мощность, обозначенная «1R», и подавление бокового лепестка (разность между «1» и «1R») составляют 41,3 дБм и -25 дБ соответственно. Измеренный спектр полностью лежит под маской во всем диапазоне от постоянного тока до 10,6 ГГц, подавление побочных составляющих – выше требуемых 20 дБ и достигается без дополнительных фильтрующих цепей. Поэтому данный генератор радиоимпульсов может применяться в массовых изделиях с низкой стоимостью.

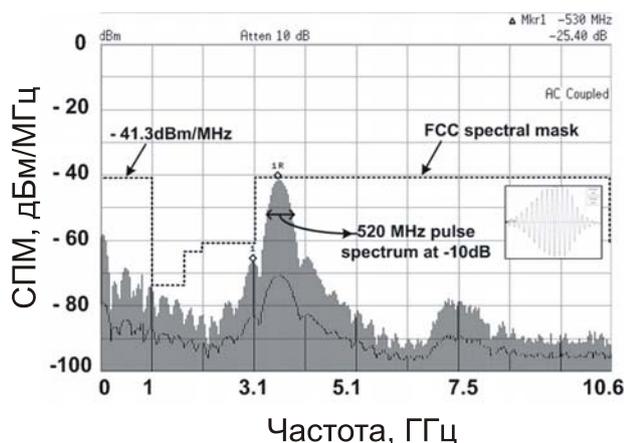


Рис. 3.13. Измеренная спектральная плотность сигнала генератора

Предложенный генератор потребляет мощность только в динамическом режиме, напряжение питания 1,5 В. Буферный каскад постоянно потребляет 2,6 мА постоянного тока, но его генератор тока также может выключаться тем же тактовым сигналом, что и автогенератор для уменьшения потребляемой мощности. В результате буфер используется только в моменты генерации радиоимпульса и не потребляет тока в паузах. Переходной процесс протекания тока в генераторе импульсов показан на рис. 3.14. На интервале Вкл. динамическое потребление тока может быть аппроксимировано как прямоугольный им-

пульс с пиковым значением I_s и длительностью T_{ON} (3,5 нс) для расчета среднего потребления мощности. В течение интервала Выкл. схема потребляет незначительный статический ток.

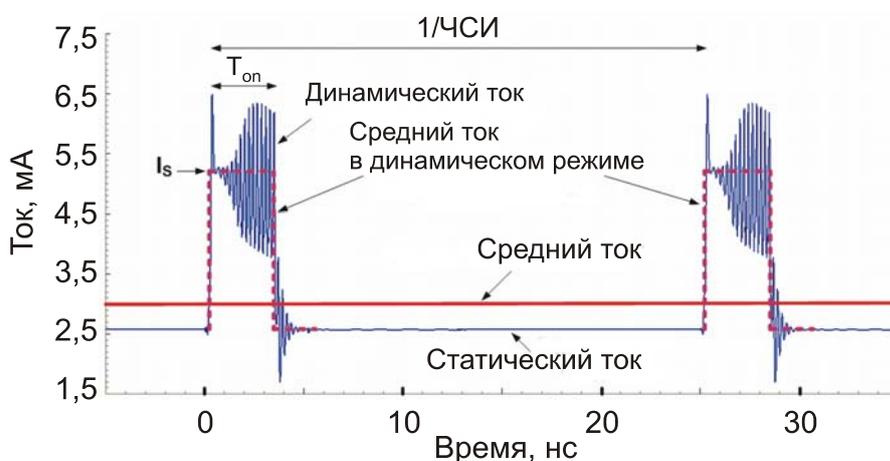


Рис. 3.14. Моделирование переходных процессов в генераторе импульсов, ЧСИ – частота следования входных импульсов

Ток в динамическом режиме (при генерации импульса) в предлагаемом генераторе импульсов пропорционально зависит от скорости передачи данных (частоты следования импульсов). При частоте 100 кГц, 20 МГц и 100 МГц ток потребления составляет 1,13, 225 и 1120 мкА. Потребление энергии на один импульс составляет 16,8 пДж, что хорошо подходит для систем с малым потреблением энергии.

Микрофотография изготовленного генератора радиоимпульсов представлена на рис. 3.15. Общий размер кристалла, включая контактные площадки – 820×810 мкм², само ядро имеет размер 560×550 мкм².

Показатели реализованного генератора импульсов приведены в табл. 3.1, сравнение с различными ранее опубликованными конструкциями генераторов показано в табл. 3.2. В табл. 3.2 потребление энергии на один импульс рассчитывается из существующих данных для сравнения энергетической эффективности. Разработанный генератор импульсов показывает минимальный уровень потребления энергии на импульс по сравнению с опубликованными работами. Следовательно, предлагаемый генератор может передавать данные при большом сроке службы батарей.

Табл. 3.1

Измеренные параметры ключевого генератора радиоимпульсов

Параметр	Результат измерения	Параметр	Результат измерения
Центральная частота поддиапазонов	3,8 ГГц	Динамический ток при частоте данных 0,1, 20 и 100 МГц	1,13, 225 и 1120 мкА
Ширина спектра	520 МГц	V_{DD}	1,5 В
Максимальное значение СПМ	-42,3 дБм/МГц	Потребление энергии на один импульс	~ 15,8 пДж*
Подавление боковых лепестков спектра	> 25 дБ	Размер кристалла	560×550 мкм ²
V_{pp}	160 мВ	Технология	КМОП 0,18 мкм

* За исключением потребления буферного каскада

Табл. 3.2

Сравнительные характеристики различных способов формирования сигнала

Работа	Тип импульса	Технология мкм	Выходное напряжение	Длительность импульса/полоса	Мощность пДж/имп
[124]	моноимпульс	КМОП 0,18	800 мВ	250 МГц	700
[126]	моноимпульс	КМОП 0,13	350 мВ	175 пс	132
[31]	2я произв. ГИ	КМОП 0,18	30 мВ	<1нс/1,5 ГГц	21 мВт*
[143]	5я произв. ГИ	КМОП 0,50	148 мВ	2,4 нс	58
[117]	Радиоимпульс	КМОП 0,18	200 мВ	1,1-4,5 нс	50
[125]	Радиоимпульс	КМОП 0,18	640 мВ	1,75 нс	29,7 мВт*
[128]	Цифровой	КМОП 0,09	650 мВ	600 МГц	47
Проект	Радиоимпульс	КМОП 0,18	160 мВ	3,5 нс/520 МГц	16,8 ⁺

*Общая мощность потребления передатчика

⁺За исключением потребления буферного каскада

3.1.4. Вариант генератора радиоимпульсов в составе передатчика

Описание разработки и исследование IR-UWB приемопередатчика с импульсной модуляцией (On-Off Keying (OOK)), использующего предложенный автогенератор с тремя поддиапазонами в диапазоне 3-5 ГГц, было опубликовано в [108] (рис. 3.9). Функция переключения частот в генераторе импульсов реализована путем изменения частоты LC контура переключением набора конденсаторов. Измеренная СПМ для трех поддиапазонов показана на рис. 3.16.

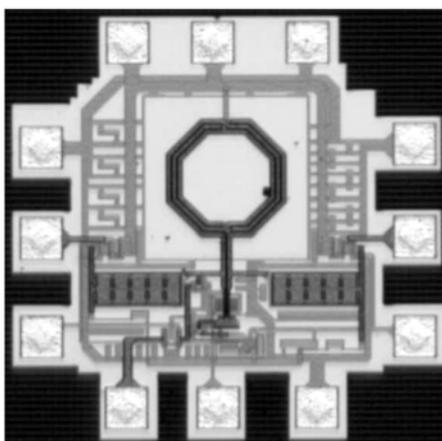


Рис. 3.15. Микрофотография генератора радиоимпульсов

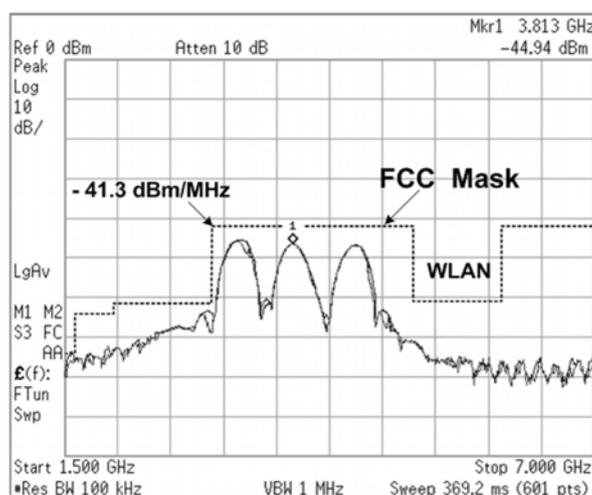


Рис. 3.16. Спектральная плотность мощности в трех 528 МГц диапазонах

Предложенный трансмиттер, показанный на рис. 3.10, реализован на 0,18 мкм КМОП процессе. Трансмиттер компактен и имеет высокую степень интеграции. Его кристалл (рис. 3.17) имеет размеры 560×680 мкм, исключая контактные площадки. На вход приемопередатчика подаются бэйсбэнд данные со 100% коэффициентом заполнения и тактовые импульсы длительностью 3,5 нс с той же скоростью. Измеренная временная диаграмма последовательности выходных импульсов в зависимости от потока входных данных, демонстрирующая амплитудную ключевую (импульсную) модуляцию (Вкл/Выкл) при скорости передачи данных 100 МГц, показана на рис. 3.18а. На рис. 3.18б показан единственный импульс в большем масштабе с амплитудой 90 мВ. Времена нарастания и спада выходного импульса относительно близки к требуемым для по-

лучения хороших спектральных характеристик с достаточным подавлением боковых составляющих без какой-либо фильтрации. Импульс длительностью 3,5 нс имеет соответствующую полосу 528 МГц по уровню -10 дБ.

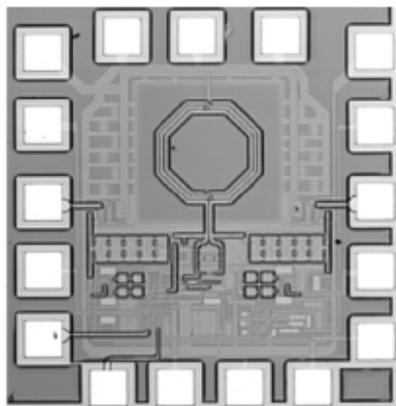


Рис. 3.17. Кристалл передатчика

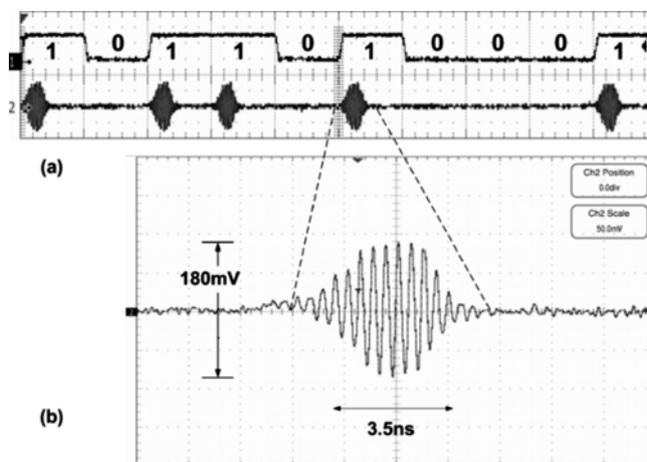


Рис. 3.18. Последовательности импульсов на входе и выходе передатчика (а), увеличенный импульс (б)

Этим экспериментально подтверждены характеристики генератора сверхширокополосного сигнала в составе передатчика с ООК для IR-UWB.

3.2. Построение генератора сигнала в форме седьмой производной Гауссова импульса для передатчика сверхширокополосной системы связи

IR-UWB использует наносекундные импульсы для передачи сигналов данных в очень широком диапазоне частот без участия несущей частоты. Таким образом, схема импульсного генератора является важной частью IR-UWB трансивера. Первые UWB генераторы импульсов использовали диапазон ниже 5 ГГц, поскольку наблюдалась сильная интерференция с беспроводными сетями диапазона 5-6 ГГц и существовали технологические ограничения. Поэтому в данной работе рассматривается генератор импульсов диапазона 3,1-5,1 ГГц.

В ранее рассмотренных работах сгенерированные импульсы часто имеют вид первой или второй производной от Гауссова импульса, которые не удовлетворяют спектральной маске и требуют использования дополнительного фильтра. Более того, такие устройства потребляют много энергии. Для удовле-

творения требований по полосе многие типы импульсов могут быть кандидатами [118], но Гауссов импульс предпочтителен, так как он не имеет боковых лепестков и его спектр наиболее быстро спадает по сравнению с другими импульсами. Теоретический анализ показывает, что высшие производные Гауссова импульса имеют спектр с лучшей крутизной, и сам импульс может удовлетворить спектральной маске без фильтрации.

Рассмотрим простую, но эффективную цепь для генерации 7-й производной Гауссова импульса для IR-UWB. Генератор импульсов разработан на базе 0,18 мкм КМОП технологии при напряжении питания 1,5 В. Спектр входного импульса удовлетворяет маске, и генератор не потребляет статического тока.

Выбор типа моноциклового импульса – первое рассмотрение при разработке генератора, поскольку тип импульса будет определять спектральные характеристики, систему модуляции и параметры. Сигналы в форме производных Гауссова импульса наиболее обще используются и предпочтительны в IR-UWB системах из-за широкой полосы частот, отсутствия постоянной составляющей и боковых лепестков в спектре. Имеется много типов моноциклового импульсов, которые могут иметь широкую полосу – синусоидальный импульс, производные от Гауссова импульса и прямоугольного импульса. Их спектры рассмотрены в [115] и были сравнены с маской FCC, определены фильтрация постоянной составляющей для Гауссова и прямоугольного импульса и смещение центральной частоты, а также фильтрация формы, требуемая для n -й производной Гауссова импульса. Также, для синусоидального и прямоугольного радиоимпульсов необходимо подавлять боковые лепестки.

Анализ в [120] показывает, что при возрастании порядка производной от ГИ происходит лучшее спадание спектра, центральная частота смещается в сторону высоких частот и меньше спектральных составляющих находится в области низких частот. Поскольку это оправдано для удовлетворения требований маски FCC, то целесообразно повышать порядок производной, но при этом оборудование становится сложнее. Из [120] следует, что для систем, используемых на открытом воздухе, сигнал в форме седьмой производной Гауссова

импульса наиболее эффективен. Его спектр отвечает маске FCC без дополнительных фильтров. Сплошная линия на рис. 3.1 свидетельствует, что требования для передатчиков вне помещений на 10 дБ строже, чем для систем внутри помещения.

Методом получения сигнала в форме седьмой производной Гауссова импульса (ГИ) может быть семикратное применение операции дифференцирования ГИ. Но этот процесс очень сложен, итоговая цепь сложна и не подходит для систем с малой потребляемой мощностью. Простое приближенное решение показано на рис. 3.19.

Используя упрощенную форму сигнала пятой производной ГИ, который имеет симметричную структуру, содержащую 4 части – два отрицательных и два положительных пика с различными амплитудами, был предложен генератор 5-й производной ГИ [143]. Однако этот импульс подходит только для передатчиков на короткие расстояния внутри помещений. Генератор 5-й производной ГИ включает цифровой генератор треугольного импульса и каскад формирования. Была поставлена задача разработки улучшенного устройства с сохранением малого потребления мощности.

Для получения форм сигнала 7-й производной необходимо добавить схему, выполняющую двукратное дифференцирование. Блок-схема такого генератора показана на рис. 3.19. Он состоит из двух каскадов, реализующих 5-ю производную ГИ, и двукратное дифференцирование (рис. 3.20), соответственно.

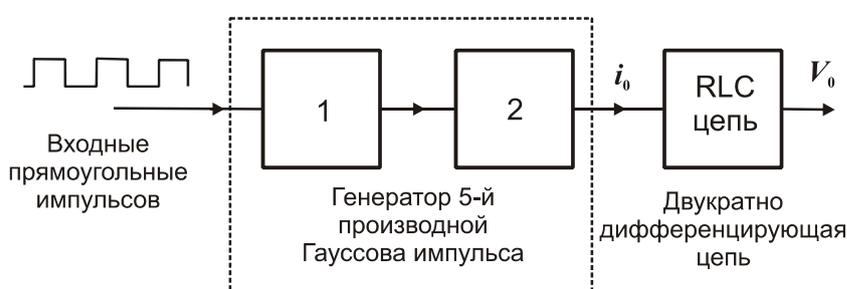


Рис. 3.19. Блок схема предлагаемого генератора 7-й производной Гауссова импульса. 1 – генератор треугольных импульсов, 2 – каскад формирования

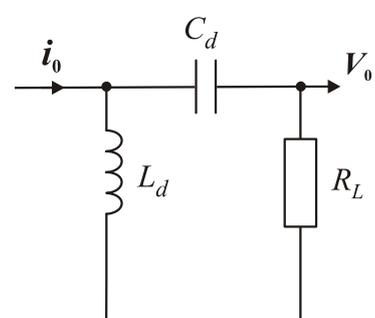


Рис. 3.20. Двукратно дифференцирующая цепь

Двукратное дифференцирование осуществляется в RLC цепи, показанной на рис. 3.20. Трансимпедансная функция этой цепи в комплексной области $s(j\omega)$ дается выражением

$$T(s) = \frac{V_0(s)}{i_0(s)} = \frac{R_L L_d C_d s^2}{C_d L_d s^2 + C_d R_L s + 1}. \quad (3.16)$$

Так как частотный диапазон составляет 3-5 ГГц, индуктивность L_d имеет диапазон нГн и емкость C_d – пФ, принимается следующая аппроксимация

$$C_d s \ll R_L, \text{ и } C_d s \ll L_d s \text{ где } R_L = 50 \text{ Ом.} \quad (3.17)$$

Из (3.16) и (3.17) получается соотношение для V_0 и i_0 в s области как следует

$$V_o(s) \cong R_L L_d C_d s^2 i_0(s). \quad (3.18)$$

Соотношение (3.18) в области s преобразуется во временную область, выходное напряжение V_0 является второй производной входного тока i_0 . Таким образом, простая RLC цепь реализует дифференцирование второго порядка.

Вид производных Гауссова импульса и их спектральных плотностей, полученных в программе MathCAD, показан на рис. 3.21. Как и утверждается в [120] повышение порядка производной выше 7 не дает положительного эффекта с учетом удовлетворения требований спектральной маски.

В результате комбинирования двух схемных блоков – генератора производной 5-го порядка от ГИ и дважды дифференцирующей RLC цепи, получается предложенная схема получения производной 7-го порядка от ГИ.

Детальная схема получения сигнала в форме производной 7-го порядка на входе содержит генератор производной 5-го порядка [143] (рис. 3.22). Входным сигналом является прямоугольный импульс. После прохождения элементов И-НЕ, ИЛИ-НЕ создаются треугольные импульсы в точках А, В, С, D с одинаковой амплитудой, следующие друг за другом и 180° сдвигом фаз. Форма импульса создается двумя парами n-МОП и p-МОП транзисторов с входными треугольными импульсами в точках А, В, С, D. Импульсы выходного тока создаются и объединяются последовательно этими транзисторами, в результате

генерируется сигнал, имеющий основные свойства сигнала пятой производной ГИ (рис. 3.23). После того, как этот импульс проходит через дважды дифференцирующую RLC цепь, получается выходной импульс, представляющий седьмую производную.

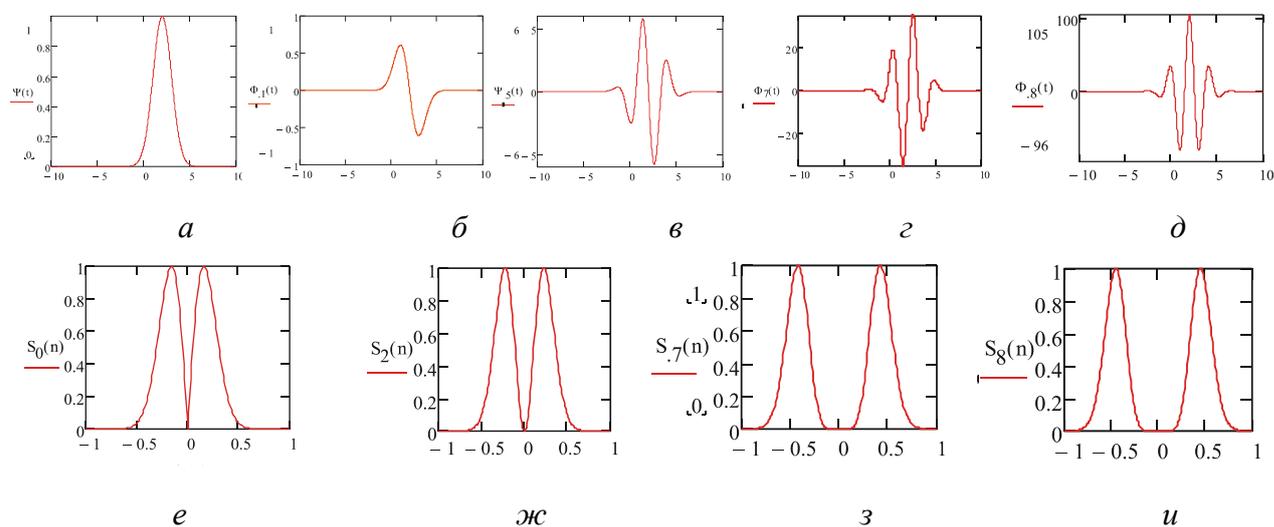


Рис. 3.21. Формы Гауссова импульса и его производных (*а* – ГИ, *б* – первая производная ГИ, *в* – 5-я производная, *г* – 7-я, *д* – 8-я), спектры Гауссова импульса и его производных (*е* – спектр ГИ, *ж* – спектр 2-й производной ГИ, *з*, *и* – 7 и 8-й)

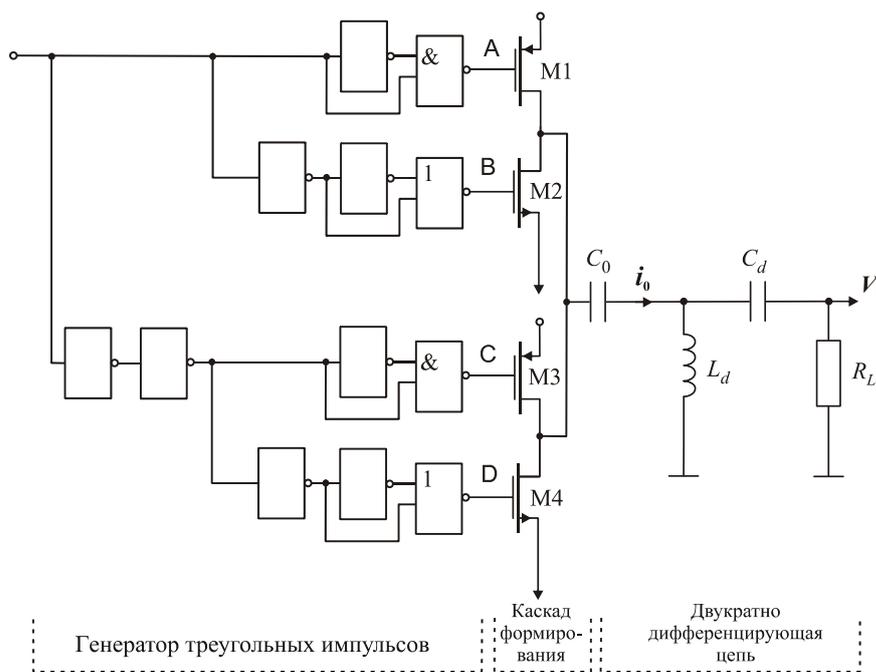


Рис. 3.22. Генератор сигнала седьмой производной Гауссова импульса

Инверторы применяются как элементы задержки, полное время задержки зависит от размеров транзисторов и числа инверторов в пути прохождения сигнала. Размеры n -МОП и p -МОП транзисторов в каскадах формирования импульса выбираются исходя из требования получения необходимого усиления для представления пятой производной ГИ и приведены в табл. 3.3.

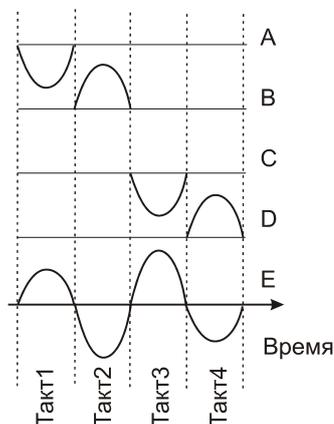


Рис. 3.23. Формирование импульса в виде пятой производной ГИ

Таблица 3.3

Значения ключевых элементов

Параметр	VT1	VT2	VT3	VT4	C_1
Значение, мкм/мкм	20/0,18	6/0,18	15/0,18	6/0,18	1 пФ

Поскольку диапазон частот лежит в ГГц диапазоне, размеры компонентов малы. Путем моделирования были получены оптимизированные величины индуктивности в 1,5 нГн и емкости 0,4 пФ. Индуктивность может быть выполнена в виде проволочного вывода для экономии площади чипа. Емкость C_0 блокирует постоянный ток от источника питания через L_d на землю. Постоянный ток не протекает через дважды дифференцирующую цепь, и она вносит малые потери на СВЧ. Она не должна влиять на спектр импульса в рабочем диапазоне частот. C_0 также помогает снизить уровень частот на нижнем крае диапазона, ее величина может быть в пределах 0,5 пФ.

Генератор импульсов в форме седьмой производной ГИ запускался прямоугольными импульсами с частотой повторения 100 МГц. Нагрузка генератора импульсов 50 Ом для согласования с антенной.

Входные импульсы запускают схему, ожидаемая последовательность выходных импульсов с периодом 10 нс показана на рис. 3.24. Импульс генерируется в начале каждого периода по входному фронту импульса данных. Так осуществляется очень надежное изменение частоты повторения импульсов и коэффициента заполнения импульсов.

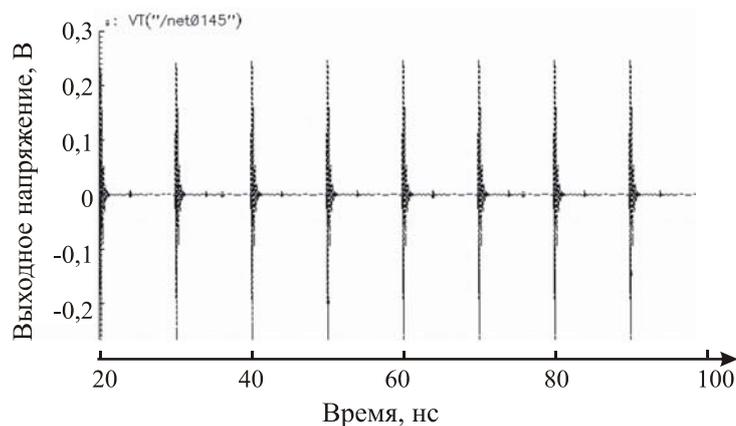


Рис. 3.24. Выходная последовательность импульсов с частотой 100 МГц

Для удовлетворения рекомендаций по полосе частот длительность импульса должна быть достаточно малой. Длительность импульса определяется задержкой в инверторах, около 150 пс каждый. Форма единичного импульса, соответствующего форме седьмой производной от ГИ, показана на рис 3.25.

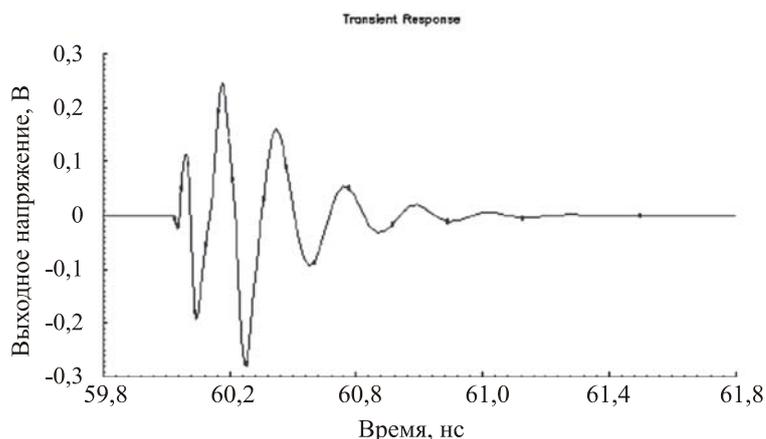


Рис. 3.25. Единичный импульс 7-й производной от Гауссова импульса

Двойная амплитуда – более 500 мВ, что более чем достаточно для подачи сигнала в антенну без использования широкополосного усиления. Длительность импульса 800 пс дает размещение спектра как показано на рис. 3.26.

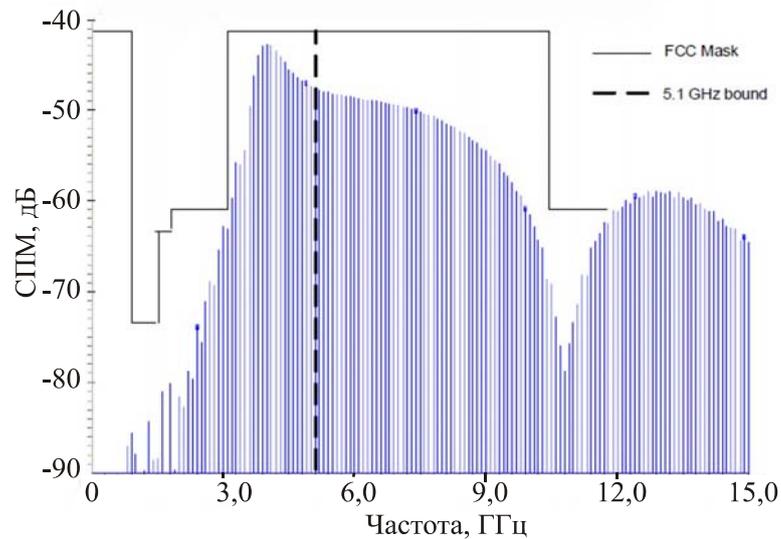


Рис. 3.26. Спектральная плотность мощности импульса

3.3. Приемник с детектированием энергии для трансивера сверхширокополосной системы связи

Как говорилось ранее, импульсное радио использует последовательности коротких импульсов, модулированные передаваемыми данными. IR-UWB используется для недорогих, с малой потребляемой мощностью, с низкой скоростью передачи беспроводных технологий, таких как ВЧ метки [144], беспроводные сенсорные сети [26], беспроводные носимые локальные сети (WBAN) [117]. IR-UWB также привлекает большое внимание исследователей многими преимуществами, включая устойчивость к многолучевому распространению (фединг), малое взаимодействие с существующими коммуникационными системами и способность к прецизионной локализации вследствие очень малой длительности импульса. В соответствии с 802.15.4a Task Group [29], IR-UWB было выбрано как кандидат для доставки информации и прецизионного измерения расстояния.

Существуют две схемы демодуляции данных для IR-UWB систем – когерентная и некогерентная. Некогерентный приемник более подходит для простых систем с малым уровнем потребляемой энергии, где его недостатки – большая чувствительность к шумам и интерференции, компенсируются его достоинствами – простотой и экономичностью [32, 33].

Рассмотрим разработку и реализацию простого КМОП трансивера на основе детектирования энергии по 0,18 мкм технологии с напряжением питания 1,5 В с ультра малым потреблением энергии, подходящим для IR-UWB (рис. 3.9).

Так как рассмотренный ранее генератор радиоимпульсов удовлетворяет требованиям стандарта IEEE 802.15.4a по выходной мощности, то нет необходимости в усилителе мощности. Поэтому на блок-схеме рис. 3.9 генератор радиоимпульсов подключен к антенне через антенный переключатель, находящийся за пределами кристалла. Приемник содержит широкополосный МШУ [145], перемножитель сигналов, используемый как схема возведения сигнала в квадрат (квадратор), выходной сигнал которого пропорционален мощности входного сигнала, аналоговый интегратор, буферный каскад (удерживающий буфер) и компаратор, который работает как простой АЦП. Накопление энергии реализовано комбинированием перемножителя с интегратором, использующим аналоговую технику для упрощения и низкого энергопотребления. Учитывая низкую скорость передачи данных (~ 100 кб/с) применительно к IR-UWB системе, предлагаемая архитектура адаптирована к простой амплитудной манипуляции (On-Off Keying, ООК). Поэтому составные блоки приемника, как и генератор импульсов в передатчике, могут работать на относительно низкой скорости. Выходной удерживающий буфер, который входит в АЦП, замедляет скорость изменения сигнала, облегчая разработку АЦП.

Данная IR-UWB система предназначена для работы в пакетном режиме при малом коэффициенте заполнения, с короткими активными и длинными периодами ожидания, что ведет к существенному уменьшению потребляемой мощности, если все блоки, кроме широкополосного МШУ, будут разрабатываться так, чтобы исключить потребление тока в период ожидания. Поэтому, средняя мощность, потребляемая от батареи, значительно уменьшена.

Передатчик трансивера использует генератор импульсов, аналогичный рис. 3.5 [109, 111].

Приемник построен по принципу детектирования энергии приходящего импульса. На входе приемника установлен усилитель, автоматически выпол-

няющий функции полосового фильтра. Для получения минимального потребления мощности нужно уделить максимальное внимание такому узлу UWB системы как широкополосный МШУ (рис. 3.27). Для получения широкой полосы частот, входная согласующая цепь выполнена в виде фильтра верхних частот с характеристиками из [145]. Т-звено ФВЧ состоит из C_1 , L_1 и C_{GS} входного транзистора. Был выбран каскодный усилитель с индуктивной нагрузкой R_L, L_L для повышения выходного напряжения. Его неотъемлемый ФНЧ сочетается с ФВЧ входной согласующей цепи. В итоге получается широкая полоса усиления в диапазоне 3-5 ГГц. Интерференция с существующими системами ниже 3 ГГц устраняется, что делает усилитель более стойким к воздействию окружающих шумов. Характеристики МШУ по результатам моделирования представлены на рис. 3.28. $|S_{21}|$ равен 11 дБ, $|S_{11}|$ меньше чем -12 дБ, и коэффициент шума около 3 дБ в полосе 3-7 ГГц.

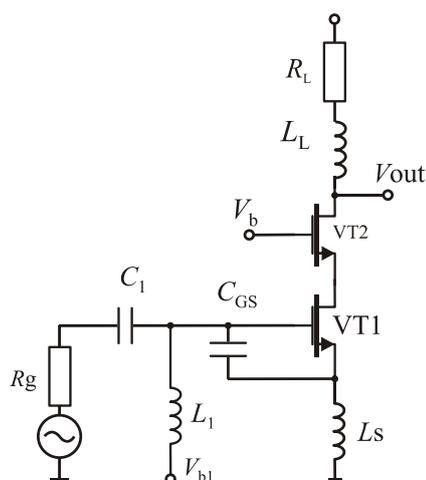


Рис. 3.27. Широкополосный
МШУ 3-5 ГГц

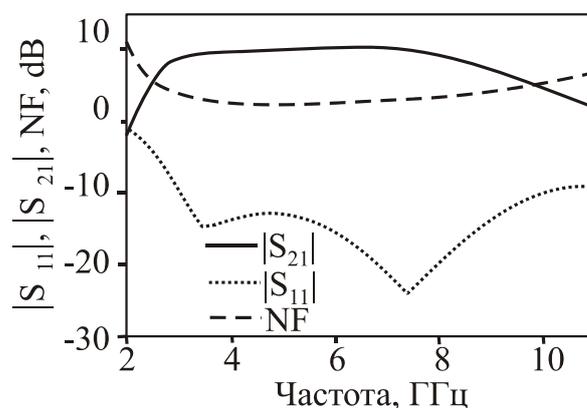


Рис. 3.28. S-параметры
по результатам моделирования

Работа приемника по принципу детектирования энергии построена на использовании детектирования превышения энергии поступившего сигнала над шумами от внешних и внутренних источников в приемнике. Поступивший импульс возводится в квадрат и интегрируется по времени (накапливается) для получения сигнала, по которому принимается решение о наличии или отсутствии импульса.

В работе [146] показано, что оптимальный детектор для обнаружения псевдошумовых сигналов при воздействии Гауссова шума, если известны фазы сигнала, является энергетическим или квадратичным детектором. Структура такого детектора показана на рис. 3.29.

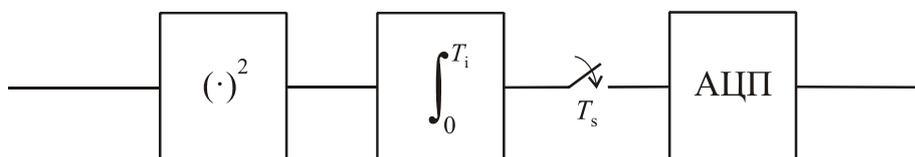


Рис. 3.29. Типичное построение детектора импульсного радио на принципе детектирования энергии, АЦП – аналого-цифровой преобразователь. Первый блок – схема возведения в квадрат (квадратор), второй – интегратор, T_i – период интегрирования, в данном случае равен периоду следования входных импульсов, T_s – длительность считывания данных, длительность выходного импульса

При детектировании энергии нет необходимости знать форму принимаемого сигнала; пусть входной сигнал – $r(t)$, тогда после интегрирования получим

$$\begin{aligned}
 Y &= \int_0^T r^2(t) dt = \int_0^T (p(t) + n(t))(p(t) + n(t)) dt = \\
 &= \int_0^T p^2(t) dt + \int_0^T p(t)n_1(t) dt + \int_0^T p(t)n_2(t) dt + \int_0^T n_1(t)n_2(t) dt.
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

Если $T \equiv T_i \gg \tau_i$, то есть период следования импульсов и время интегрирования много больше длительности импульса, тогда произведение шумов будет стремиться к нулю. При этом полезный сигнал, который больше (или равен) шуму, возводится в квадрат, а шумы удваиваются. Используют различные варианты детектирования импульсов, например, интегрирование может производиться по пакету импульсов, в данном случае детектируется один импульс. Существуют различные варианты выполнения квадратора, но если основным критерием будет низкое потребление тока от источников питания, то для КМОП технологии наилучшим вариантом является использование пассивного

смесителя, у которого на сигнальный вход и входы гетеродина подается входной сигнал, рис. 3.30.

После усиления в МШУ входная последовательность радиоимпульсов поступает в устройство, выполняющее возведение в квадрат (квадратор). В данном устройстве из высокочастотного сигнала в форме последовательности радиоимпульсов получается последовательность пакетов видеоимпульсов. На рис. 3.30 показан пассивный смеситель, используемый в качестве квадратора. Вход (in+) соединен со входом (портом) LO+ для реализации функции возведения в квадрат. Так как выход МШУ несимметричный, другой входной порт (in-) соединен с общим проводом через разделительный конденсатор и также с портом LO-. Поскольку смеситель пассивный, то через квадратор не протекает постоянный ток.

При использовании такой схемы решаются следующие задачи: обеспечивается широкополосное согласование МШУ, квадратора и интегратора, обеспечивается достаточная чувствительность схемы, передаточная характеристика схемы имеет явно выраженную квадратичную зависимость. Известны работы, в которых схема возведения в квадрат использует режимы работы МОП транзисторов при протекании малых токов вследствие малой площади прибора [147, 148]. Но такой режим сопровождается потреблением постоянного тока при отсутствии входного сигнала, что неприемлемо вследствие постановки задачи, и, кроме того, в такой схеме будет присутствовать фликкер шум.

В нашем случае транзистор будет работать в режиме малого сигнала, тогда ток через транзистор можно представить в виде ряда

$$I_D = K \sum_{n=1}^{\infty} a_n (V_D^n - V_S^n), \quad (3.20)$$

$$K = \frac{1}{2} k \frac{W}{L}, \quad (3.21)$$

где k – коэффициент, зависящий от параметров технологического процесса, a_n – параметр, зависящий от параметров транзистора, смещения на затворе и подложке [149], V_D и V_G – напряжения на стоке и затворе, W и L – индуцирован-

ные ширина и длина канала транзистора. Для типичных уровней сигналов член ряда второго порядка больше, чем любые высшие составляющие [147, 148].

Благодаря разделительным конденсаторам в выходном токе отсутствует постоянная составляющая и его можно выразить приблизительно

$$i_{squarer} \approx 2Ka_2v_{in}^2. \quad (3.22)$$

где v_{in} – напряжение на входе квадратора. Этот ток заряжает входную емкость транзисторов интегратора, создавая напряжение на затворе. Таким образом, разработан детектор энергии импульса для UWB системы.

Для накопления энергии полезного сигнала была разработана схема аналогового интегратора с емкостью. На рис. 3.31 емкости C1 и C2 полностью разряжены до прихода импульса. Когда импульс приходит, транзисторы VT1 и VT2 открываются, в то же самое время ключ S3 замыкается сигналом тактовых импульсов интегратора (int_clk), что ведет к заряду конденсаторов C1 и C2 по цепи источник питания – общий провод. Напряжение на емкости будет меняться по закону

$$v_1 \approx \frac{\beta}{C} \int_{t_0}^{t_0+T_i} v_{in}^2 dt, \quad (3.23)$$

где C – емкость (C1 или C2 на рис. 3.31), удовлетворяющая условию $C \gg T_i/(2R)$, R – эквивалентное сопротивление нагрузки, β – параметр крутизны транзистора (размерность A/B²).

Когда импульс заканчивается, сигнал сброса (rst_clk) замыкает S1 и S2 и полностью разряжает C1 и C2. Таким образом, они готовы для прихода следующего импульса. Разность напряжений на конденсаторах пропорциональна заряду на них и меняется в зависимости от амплитуды тока на выходе квадратора. Благодаря ключу S3 аналоговый интегратор потребляет энергию только при приеме информации, что значительно уменьшает энергию, рассеиваемую приемником, при работе с малым коэффициентом заполнения.

Однако шум, как и сигнал, накапливаются вместе, что уменьшает отношение сигнал/шум. Для преодоления этого недостатка на второй вход компара-

тора подается определенный пороговый уровень напряжения, выбранный по результатам оценки внешнего шума, что обеспечивает появление импульса на выходе только при приходе СВЧ импульсного сигнала.

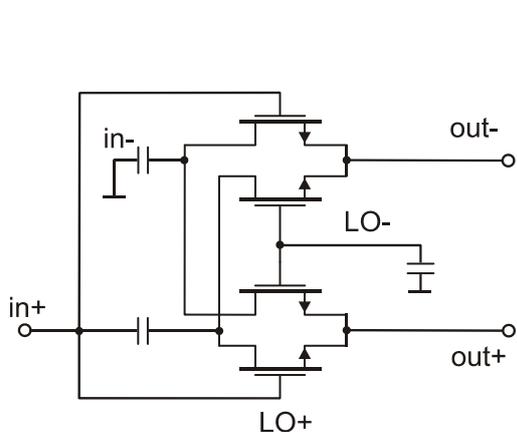


Рис. 3.30. Пассивный смеситель, включенный как квадратор

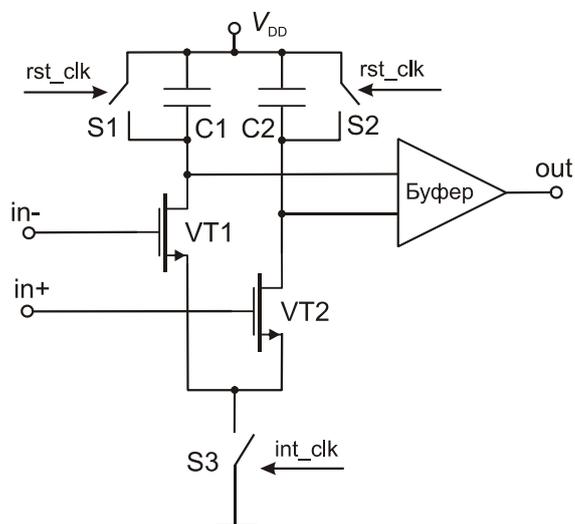


Рис. 3.31. Аналоговый интегратор

В качестве удерживающего буфера (схемы выборки/хранения) использован простой усилитель, разработанный для преобразования дифференциального входного сигнала от интегратора в несимметричный выходной сигнал. Выходной сигнал буфера сравнивается с пороговым уровнем, который равен оценке уровня шума окружения. В результате входные данные реконструируются на выходе компаратора. В данную схему не включен отдельный компаратор.

Частота следования выходных радиоимпульсов передатчика равна частоте следования входных прямоугольных импульсов. Измерения проводились при частоте следования последовательности модулированных входных импульсов 100 МГц.

На рис. 3.32 показана амплитудная манипуляция последовательности импульсов, сгенерированных с частотой следования 100 МГц. Измеренная длительность импульса – 3,5 нс, что соответствует полосе 529 МГц. Максимальная частота следования – около 200 МГц ограничена перекрытием форм импульсов.

Измеренная спектральная плотность мощности, центрированная на частоте 3,8 ГГц с полосой 520 МГц, представлена на рис. 3.33. Спектр полностью

соответствует маске FCC без дополнительной внешней фильтрации, боковые лепестки подавлены более чем на 20 дБ.

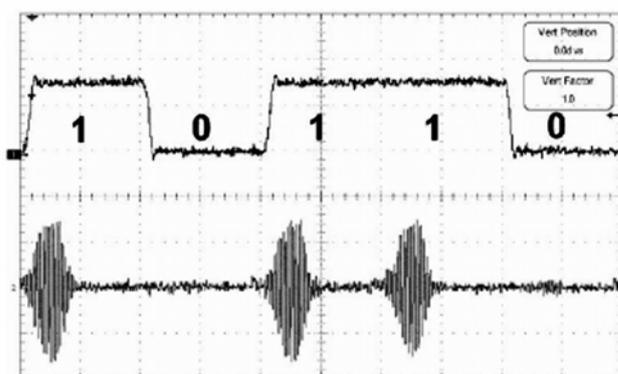


Рис. 3.32. Измеренная последовательность выходных импульсов с амплитудной манипуляцией

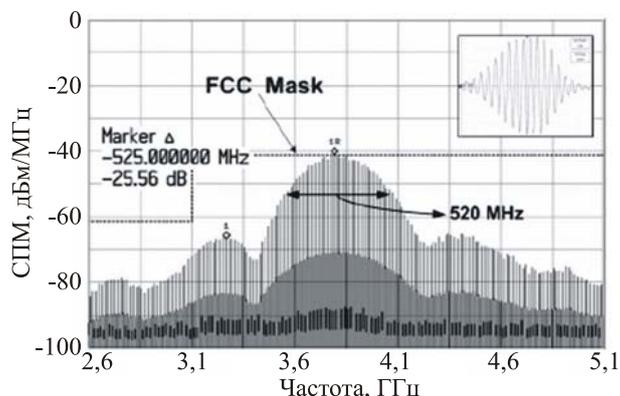


Рис. 3.33. Измеренная спектральная плотность мощности выходной последовательности импульсов

На рис. 3.34 показана последовательность импульсов, полученная на выходе приемника при амплитудной модуляции импульсов на входе. Амплитуда импульсов 330 мВ. Это вполне достаточно компаратору для восстановления входных данных. Амплитуда импульсов выходной последовательности приемника пропорциональна амплитуде импульсов входной последовательности. Входная мощность импульсов составляет -70 дБм при входном коэффициенте шума 9 дБ.

Вся ВЧ часть трансмиттера реализована по 0,18 мкм КМОП технологии с напряжением питания 1,5 В. Размеры кристалла показаны на рис. 3.35. Ядро чипа без подложки имеет размеры 1300×1000 мкм. Схема потребляет малый средний ток, так как базовый уровень тока убран из основных узлов. Только МШУ потребляет ток от источников питания постоянно. Измерения показывают потребление тока 3,5 мА в отсутствии входного сигнала. При наличии входного сигнала потребляемый ток пропорционален частоте повторения импульсов. При частоте 0,1, 20, 100 МГц он составляет 6, 1200 и 6100 мкА соответственно. В табл. 3.4 суммированы параметры трансивера.

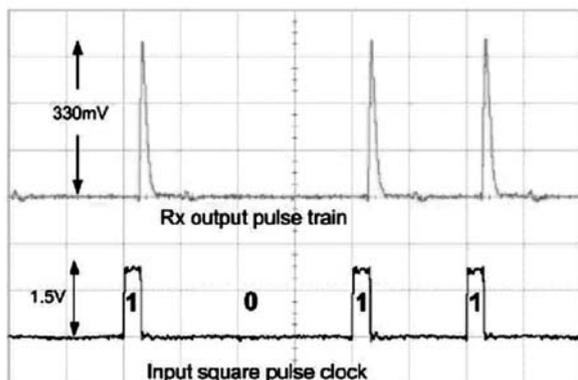


Рис. 3.34. Измеренная последовательность импульсов на выходе приемника при частоте следования входных импульсов 100 МГц

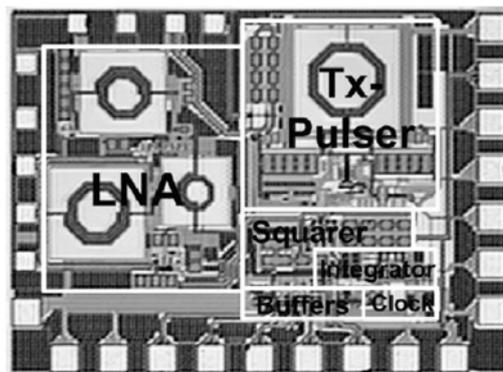


Рис. 3.35. Фотография реализованной ИС приемопередатчика. Размер $1,3 \times 1 \text{ мм}^2$ без контактных площадок

Таблица 3.4

Параметры	Измеренный результат	Параметры	Измеренный результат
Диапазон рабочих частот	3- 5 ГГц	Потребление тока в режиме приема	3,5 мА
Полоса частот поддиапазона / Центральная частота	520 МГц / 3,8 ГГц	Потребление тока при скорости 0,1, 20, 100 МГц	6, 1200, и 6100 мкА соответственно
Коэффициент шума	~ 9дБ в полосе 3-5 ГГц	Максимальная скорость передачи	200 МГц
Чувствительность	- 70 дБм	Напряжение питания, технология	1,5 В, 0,18 мкм КМОП
Рассеяние мощности при передаче	16,8 пДж/импульс	Размер ядра ИС	$1,3 \text{ мм}^2$

3.4. Усилитель мощности для сверхширокополосной системы связи

В данном подразделе представляется 0,18 мкм КМОП усилитель мощности для UWB систем. В процессе разработки использовались каскодные схемы, уменьшающие проходную емкость и позволяющие получить меньшую пере-

грузку по напряжению в выходном каскаде. Упрощение схемы и уменьшение площади кристалла получено за счет применения LC контуров, содержащих только одну спиральную индуктивность и паразитные емкости транзистора.

Наличие в аналоговой полупроводниковой ИС усилителей мощности (УМ) для некоторых систем является необходимым, хотя задача его интеграции на кристалле остается сложной.

Рассмотрим УМ на диапазон 4,1-4,6 ГГц, на выходную мощность 15 дБм при амплитуде входного сигнала 0,15 В синусоидального напряжения. Схема усилителя показана на рис. 3.36 [113], на рис. 3.37 – каскад с автосмещением.

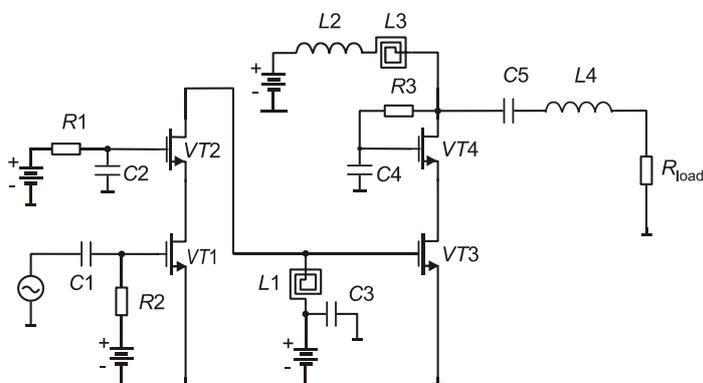


Рис. 3.36. Интегральный двухкаскадный усилитель мощности

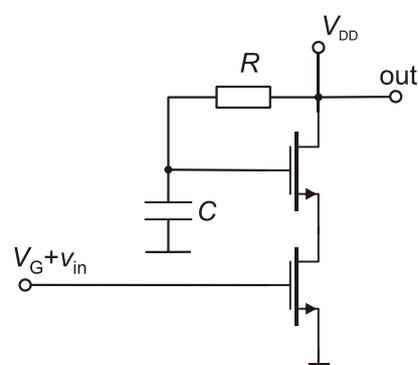


Рис. 3.37. Схема каскада с автосмещением

Усилитель состоит из двух каскадов – предусилителя и выходного каскада с непосредственной связью. В первом используется каскодная схема, улучшающая развязки между входом и выходом, что на СВЧ является определенной проблемой из-за значительной емкости транзистора. Во входном каскаде применялись транзисторы с шириной затвора 96 мкм.

Для питания предварительного каскада и смещения транзистора выходного каскада используется один источник напряжения, которое подается через цепь, включающую спиральную индуктивность на кристалле и выходную емкость предварительного каскада, а также входную емкость затвора транзистора выходного каскада. Данный низкодобротный LC контур настроен на центральную частоту диапазона и обеспечивает необходимую полосу частот УМ без ис-

пользования дополнительных резонансных элементов. Требуемая частотная зависимость реализуется за счет паразитных емкостей ПТ.

Выходной каскад работает в режиме класса С, угол протекания тока – 180° (угол отсечки 90°), каскодная схема построения использует два транзистора. Ширина затворов транзисторов – 320 мкм. Нагрузочное сопротивление каскада рассчитано по формуле $R_L = V_{dd}^2 / (2P_{out})$ и оно равно 54 Ом, что не требует дополнительного согласования выхода транзистора с нагрузкой 50 Ом.

Применение каскодной схемы снижает вероятность пробоя транзистора большим переменным напряжением на стоке. Максимально допустимое напряжение обусловлено в основном напряжением пробоя оксидной пленки и составляет для 0,35 мкм КМОП технологии 7,5 В, для 0,25 мкм – 5 В, и для 0,18 мкм – 4 В. Напряжение стока в усилителе класса С может быть в два раза больше напряжения питания и достигать 3,6 В при стандартном напряжении питания 1,8 В для 0,18 мкм КМОП схем. Таким образом, необходимо уменьшать напряжение питания и соответственно нагрузочное сопротивление, что ведет к снижению КПД, поскольку сопротивление потерь становится сравнимым с нагрузочным сопротивлением, а также требуется дополнительная согласующая цепь для согласования с 50 Ом нагрузкой. Поэтому решением этой задачи является применение каскодной цепи [150].

При использовании схемы с общим истоком, получается максимальное напряжение затвор-исток, равное максимальному входному напряжению, в то время как максимальное напряжение сток-исток равно максимальному напряжению стока при выключении транзистора.

Максимальное напряжение затвор-исток в случае общего стока равно

$$V_{GS,max} = V_{th} + V_{in,peak} \quad (3.24)$$

где V_{th} – напряжение отсечки, $V_{in,peak}$ – максимальное входное напряжение.

Максимальное напряжение затвора наблюдается при установлении входного напряжения выше $V_G - V_{th}$ и при включении транзистора. Максимальное напряжение сток-исток понижается до

$$V_{DS,msx} = V_{drain,max} - V_G + V_{th}, \quad (3.25)$$

когда входной сигнал превышает $V_G - V_{th}$ и транзистор выключается. Поэтому максимально допустимое напряжение питания в схеме с общим затвором может иметь большее значение, чем в случае простого ключа в схеме с общим истоком.

Схема с общим затвором имеет низкий входной импеданс. Для получения большего входного импеданса используется каскодная схема переключателя (активного элемента), компилируемая из схемы с общим истоком и ключом с общим затвором. В течение периода Выкл напряжение стока на транзисторе с общим стоком растет до $V_G - V_{th}$, следовательно, напряжение сток-исток возрастет до $V_{drain,max} - V_G + V_{th}$.

Но в предложенной схеме для каскодного ключа в открытом состоянии сопротивление удваивается, для компенсации требуется увеличение ширины затвора транзисторов, а это ведет к увеличению емкости сток-исток транзистора. Выходная емкость каскада не равна емкости двух последовательно соединенных конденсаторов, а зависит от емкостей сток-подложка и исток-подложка по сложному закону.

На рис. 3.37 приведена каскодная схема с автосмещением [151], примененная в усилителе. Резистор и конденсатор размещены на чипе, что упрощает изготовление схемы, так как при этом не используется дополнительная площадка для подачи внешнего напряжения на затвор каскодного каскада.

Моделирование усилителя было проведено методом гармонического баланса. Параметры моделей элементов предоставлены производителем. Использованное напряжение – 0,9 В для предварительного каскада и 1,8 В – для выходного. Результаты моделирования приведены на рис. 3.38 и 3.39.

Как можно видеть, выходная мощность, равная 34,7 мВт, изменяется не более чем на 1,5 % в диапазоне частот от 4,1 до 4,6 ГГц. Средний КПД на этих частотах равен 47%. Зависимости тока и напряжения стока, показанные на рис. 3.38, характерны для класса В.

На рис. 3.40 приведен чертеж топологии кристалла, полученной в программном комплексе фирмы Cadence. Габариты кристалла 1×2 мм². Большая площадь ядра кристалла занята спиральными индуктивностями, использование же одной индуктивности в резонансных цепях приведет к уменьшению площади кристалла и снижению стоимости устройства.

Спиральная индуктивность в стоке транзистора выходного каскада вместе с проволочной индуктивностью действуют как высокочастотный дроссель и должны иметь наименьшие паразитные сопротивления насколько возможно, поэтому эта спиральная индуктивность должна иметь наибольшие размеры, допускаемые технологическим процессом. Поэтому эта индуктивность покрывает большую часть кристалла.

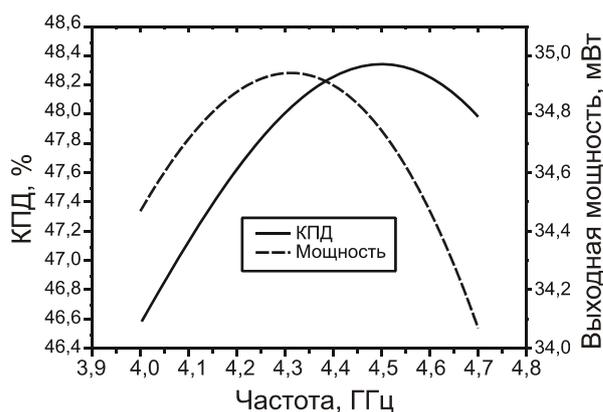


Рис. 3.38. Зависимости выходной мощности и КПД от частоты

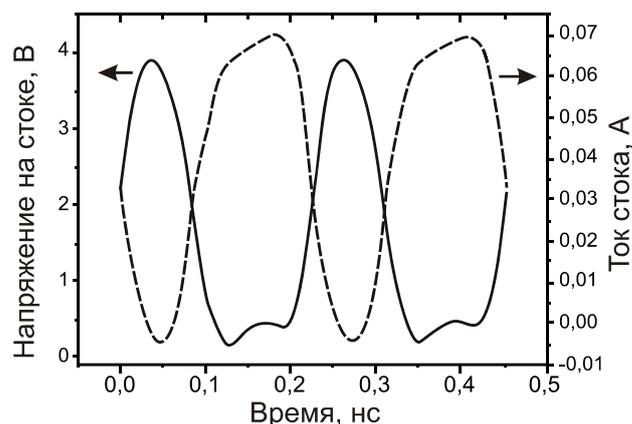


Рис. 3.39. Формы тока и напряжения стока

Представленный усилитель для UWB системы имеет два каскада усиления с использованием каскодных схем, которые обеспечивают низкую связь со входа на выход и повышенное напряжение питания для обеспечения работы с учетом ограничений 0,18 мкм КМОП процесса. Используя только одну спиральную индуктивность, задающую частотные свойства усилителя, расположенную между каскадами усиления и образующую вместе с паразитными емкостями транзисторов LC контур, удалось минимизировать площадь кристалла и его стоимость. Усилитель может отдавать 34,7 мВт выходной мощности на

50 Ом нагрузку при 47,5% КПД в полосе частот 4,1-4,6 ГГц при напряжении питания 1,8 В.

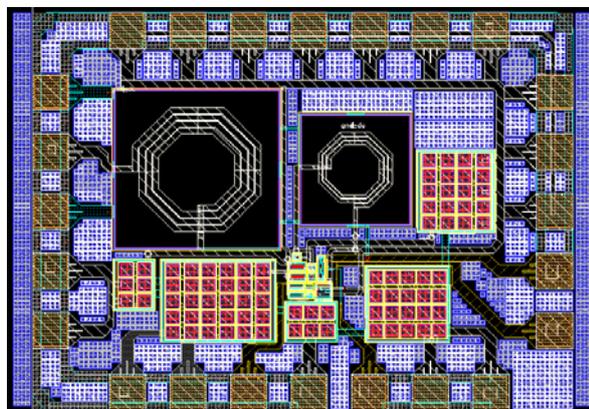


Рис. 3.40. Рассчитанная топография усилителя

На основе этой конструкции был разработан другой образец усилителя мощности, на который было получено свидетельство на топологию ИС в Украине [112].

3.5. Выводы по разделу 3

По результатам анализа различных методов формирования сверхширокополосного сигнала для систем связи по стандарту IEEE 802.15.4a были рассмотрены и усовершенствованы метод формирования радиоимпульсов путем управления работой автогенератора и метод формирования импульса путем синтеза импульса соответствующего по форме сигналу в виде производной Гауссова импульса.

Для реализации первого метода впервые предложено использовать зависимости огибающей при включении и выключении автогенератора для получения треугольной формы огибающей и предложена архитектура автогенератора с двумя ключами управления – один для LC контура и другой для генератора тока, питающего активные элементы генератора. Для полученной на выходе генератора треугольной формы радиоимпульса, СПМ выходного сигнала полностью удовлетворяет стандарту FCC, также получено подавление боковых лепестков сигнала более 25 дБ без дополнительных цепей фильтрации сигнала.

Интегральная микросхема изготовлена по 0,18 мкм КМОП технологии при 1,5 В питании. Генератор импульсов имеет компактные размеры и полностью интегрирован на кристалле размером 0,3 мм². Потребление тока происходит только в момент генерации импульса и общий ток пропорционален частоте следования импульсов – скорости передачи данных. О высокой энергетической эффективности свидетельствует потребление энергии на один импульс равное 16,8 пДж.

По методу формирования импульса в виде сигнала в форме производной Гауссова импульса разработана конструкция генератора сигнала в форме 7-й производной ГИ, которая обеспечивает требуемую СПМ импульса при затрачиваемой энергии всего 7,4 пДж/импульс.

Разработаны блоки полностью интегрированного КМОП трансивера IR-UWB на диапазон 3-5 ГГц с приемником с детектированием энергии. Работа автогенератора в режиме включения/выключения позволила создать импульсы требуемой формы в соответствии с входной последовательностью данных. В приемнике используется схема возведения в квадрат на основе пассивного смесителя. Разработанный аналоговый интегратор потребляет ток только в режиме приема информации. В этом режиме ток пропорционален частоте повторения импульсов. При частоте 0,1, 20, 100 МГц динамический ток – 6, 1200 и 6100 мкА соответственно.

Представленный усилитель мощности для UWB системы имеет два каскада усиления с использованием каскодных схем, которые обеспечивают низкую связь со входа на выход и повышенное напряжение питания для обеспечения работы с учетом ограничений 0,18 мкм КМОП процесса. Используя только одну спиральную индуктивность, задающую частотные свойства усилителя, расположенную между каскадами усиления и образующую вместе с паразитными емкостями транзисторов LC контур, удалось минимизировать площадь кристалла и его стоимость. Усилитель может отдавать 34,7 мВт выходной мощности на 50 Ом нагрузку при 47,5% КПД в полосе частот 4,1-4,6 ГГц при напряжении питания 1,8 В.

РАЗДЕЛ 4

УЗЛЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ: УСТРОЙСТВА КЛАССА E
И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

В разделе рассмотрено построение высокоэффективного СВЧ усилителя мощности класса E в интегральном исполнении по КМОП технологии, который может использоваться в трансиверах систем связи. Развита метод преобразования выходного напряжения по экспоненциальному закону от входного напряжения $u_{out} = u_0 \exp(u_{in} / u_0)$, реализованный в новой конструкции преобразователя, работающего при низком напряжении питания. Для разработки систем радиосвязи и систем преобразования энергии используются автогенераторы класса E. В разделе рассмотрены вопросы исследования шумов автогенераторов класса E, что важно для их практического использования.

Полученные в этом разделе результаты опубликованы в [152-161].

4.1. Функциональный преобразователь напряжения в напряжение

КМОП приборы имеют важную особенность – они легко масштабируются. Уменьшение размеров транзистора позволяет интегрировать больше схемных компонентов в единичный кристалл, так что его площадь и, соответственно, стоимость будет уменьшена. Однако уменьшение размеров также ведет к уменьшению толщины окисла затвора МОП транзистора, и для предотвращения пробоя транзистора вследствие возрастания напряженности поля в диэлектрике, для сохранения работоспособности необходимо снижать напряжение питания. Понижение напряжения питания – один из эффективных способов снижения потребляемой мощности. Однако многие узлы трансиверов, спроектированные для работы при более высоком напряжении питания, ухудшают свои характеристики при переходе на более низкое напряжение питания и должны быть изменены.

Рассмотрим метод улучшения работы транзисторных каскадов на ПТ при низком напряжении питания, эта идея также улучшает характеристики экспо-

ненициального преобразователя напряжения (ЭПН), поэтому ожидаются более высокие характеристики ЭПН при низком напряжении питания [152].

ЭПН обычно реализуется на биполярных или МОП транзисторах в режиме слабой инверсии, поскольку он имеет экспоненциальную $I-V$ характеристику. Но биполярные транзисторы не совместимы с КМОП технологией, и МОП транзисторы в режиме слабой инверсии ограничены низкочастотными устройствами, поскольку имеют слабые частотные характеристики. Поэтому, как альтернатива могут использоваться «псевдо-экспоненциальный» генератор [162, 163] и аппроксимация рядом Тейлора [164, 165]. Псевдо-экспоненциальная функция может быть представлена различными способами:

$$e^{ax} \approx 1 + \frac{a}{1!} + \frac{a^2}{2!} = \frac{1}{2} \left(1 + (1 + ax)^2 \right), \quad e^{ax} = \frac{e^{ax/2}}{e^{-ax/2}} \approx \frac{k + (1 + ax/2)^2}{k + (1 - ax/2)^2},$$

где $k \leq 1$ – константа [166]. Одной из самых простых является аппроксимация

$$f(x) = e^{2ax} = \frac{e^{ax}}{e^{-ax}} \cong \frac{1 + ax}{1 - ax}, \quad (4.1)$$

где a и x – коэффициент и независимая переменная соответственно. Уравнение (4.1) справедливо при $|ax| \ll 1$. Целью рассмотрения является получение графика, в логарифмическом масштабе максимально близкого к линейной зависимости функции $y = 20 \log_{10}(f(x))$. Используя MathCAD для изучения (4.1), получим результат в 15 дБ линейного диапазона, где линейность отклоняется на значение меньше $\pm 0,5$ дБ для $|x| < 0,42$, как показано на рис. 4.1а (сплошная линия), при постоянной $a = 0,1$. В результате, линейный диапазон дБ также как входной диапазон, критически ограничен.

Усовершенствованием метода является рассмотрение переменной x как функции t , что отражено на рис. 4.1б, где x – относительно линейная функция t для $|t| \ll 5$ (т.е. $x = t$). В этой области из (4.1) $f(x) = f(t)$ близко к идеальной экспоненциальной функции, как изображено на рис. 4.1а сплошной линией и штриховой линией. В другом варианте, x это нелинейная функция t , как показано на рис. 4.1б штриховой линией (положив $x = f_1(t)$).

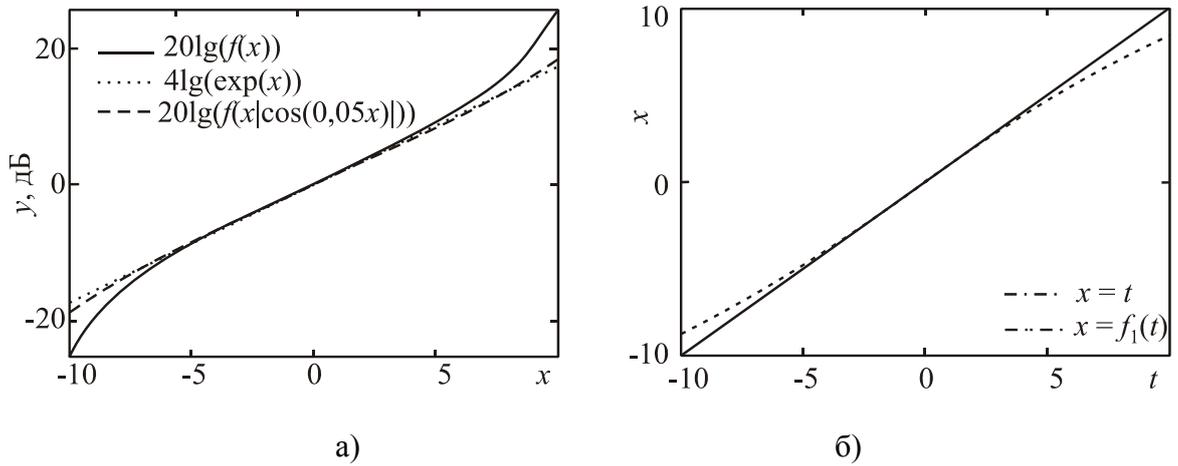


Рис. 4.1. Различные функции в логарифмическом масштабе (дБ) и переменная x как линейная и нелинейная функция t

Из (4.1) можно увидеть, что функция $f(x) = f[f_1(t)]$ как функция t сдвигается к идеальной экспоненте, как показано на рис. 4.1а штриховой линией, приводя к улучшению выходной линейный диапазон в дБ и входной диапазон. В работе переменные a и x выбираются для тока и дифференциального входного напряжения, соответственно. Следовательно, выходное напряжение $f(x)$ – функция дифференциального входного напряжения t .

Схема предлагаемого ЭПН, который реализует (4.1) и предложенную идею представлена на рис. 4.2. Как здесь показано, преобразование напряжение-ток (ПНТ) выполняет дифференциальный усилитель с транзисторами VT3 и VT4, включенными как диодная нагрузка. Пренебрегая эффектами второго порядка и предполагая, что все транзисторы смещены в область насыщения, ток стока транзисторов VT1,2 запишется как

$$I_{1,2} = \frac{1}{2} \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} (V_{in} + V_{cm} - V_p - V_{TH}), \quad (4.2)$$

где V_{cm} – синфазное входное напряжение, V_{TH} – напряжение отсечки VT1,2. V_{cm} выбирается смещением VT1,2 в область насыщения. $I_{1,2}$ являются соответственно копиями токов VT5 и VT6,7 с коэффициентом k . Два выходных тока I , как показано на рис. 4.2, равны $I = k(I_1 - I_2)$. Из (4.2) I рассчитывается как

$$I = k(I_1 - I_2) = \beta(V_{in+} - V_{in-}) = \beta V_d, \quad (4.3)$$

где $\beta = k(\mu_n C_{ox} W / L)(V_{cm} - V_p - V_{TH})$ и $V_d = V_{in+} - V_{in-}$. Из уравнения (4.3) видно, что выходной ток ПНТ I является линейной функцией V_d . Ток I является соответственно суммой и разностью тока смещения I_0 , $(I + I_0)$ и $(I - I_0)$, как показано на рис. 4.2.

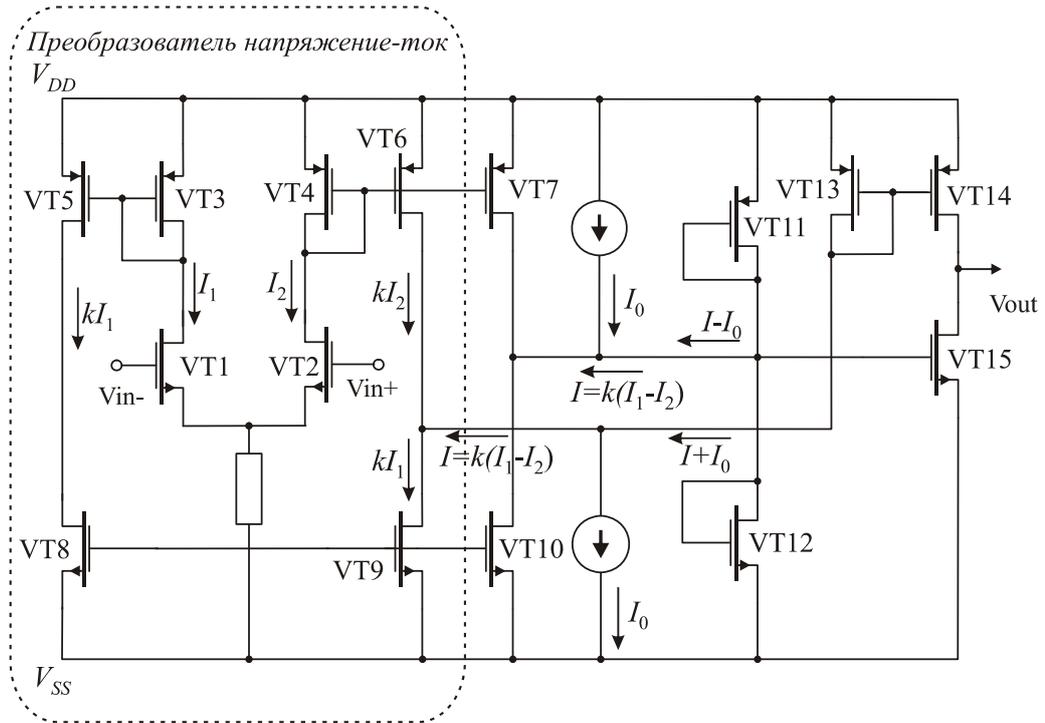


Рис. 4.2. Предлагаемый экспоненциальный преобразователь напряжение-в-напряжение

Ток $(I + I_0)$ – это скопированный ток стока транзистора VT14, тогда как ток $(I - I_0)$ питает сток двух соединенных транзисторов VT11 и VT12 в диодном включении. Как в [163] транзисторы VT11 и VT12 составляют линейный преобразователь тока в напряжение $(I - V)$ и выходное напряжение этого преобразователя дается как в [163]

$$V_{G,M_{11,12}} = \frac{V_{DD} - |V_{Tp}| + V_{Tn}}{2} - \frac{I - I_0}{K(V_{DD} - |V_{Tp}| - V_{Tn})}, \quad (4.4)$$

где $V_{G,M_{11,12}}$ – выходное напряжение этого преобразователя, которое также является напряжением затвора транзистора VT15. Транзистор VT15 предполагается

ется находящимся в триодной области и работает как управляемый напряжением резистор. Для малого напряжения сток-исток сопротивление VT15 выражается

$$R_{DS,M_{15}} \approx \frac{1}{K_{M_{12}}(V_{G,M_{11,12}} - V_{TH})} \quad (4.5)$$

Следовательно, протекающий через VT15 ток $(I + I_0)$ генерирует напряжение сток-исток, $V_{DS,M_{11,12}} = R_{DS,M_{11,12}}(I + I_0)$, пропорциональное $(I + I_0)/(I - I_0)$. Таким образом, получаем

$$V_{out} = V_{DS,M_{15}} \approx M \frac{I + I_0}{I - I_0}, \quad (4.6)$$

где M – постоянная.

I_1 – функция входного дифференциального напряжения $V_d = V_{in+} - V_{in-}$. Окончательно, из (4.6) псевдо-экспоненциальная аппроксимация в предлагаемой цепи, показанной на рис. 4.2, записывается как

$$V_{out} = M \frac{kV_d + I_0}{kV_d - I_0} = M \frac{kV_d/I_0 + I}{kV_d/I_0 - I}. \quad (4.7)$$

В (4.7) выходное напряжение V_{out} является явной псевдо-экспоненциальной функцией V_d в той же форме, что и в (4.1), где $a = k/I_0$.

Характеристики $I - V$ ПНТ показаны на рис. 4.3. Когда напряжение питания уменьшается, как показано на рис. 4.3 сплошной линией, тогда V_d растет в сторону насыщения любого из входных транзисторов в дифференциальной паре, линейность соотношения $I = \beta V_d$ не выполняется далее, поскольку происходит отсечка или слабая инверсия другого транзистора. Этот результат дает узкое окно для дифференциального входного напряжения для низковольтных устройств. Поэтому, для ПНТ с ожидаемым большим дифференциальным входным сигналом, как показано на рис. 4.3 штриховой линией, напряжение питания должно быть велико, однако тогда возрастает потребление энергии. Эта проблема не совместима с низковольтными устройствами с малой потребляемой мощностью. К счастью, предложенная идея улучшения линейности не

только открывает возможность реализации $I-V$ характеристик ПНТ при малом напряжении питания, но также расширяет выходной диапазон ЭПН.

Работа предлагаемой цепи была проверена путем моделирования на основе 0,25 мкм КМОП технологии. Как говорилось ранее, (4.1) справедливо при $|x| \ll 1$, поэтому (4.7) также справедливо при $V_d \ll I_0/k$. Тогда может быть получен 15 дБ линейный диапазон выходного напряжения при ошибке меньше $\pm 0,5$ дБ. Когда V_d выходит за линейный диапазон, выходной ток будет нелинейной функцией V_d , помогающей сдвинуть аппроксимирующую функцию ближе к идеальной экспоненциальной функции, как показано на рис. 4.4 сплошной линией. Характеристики цепи показаны на рис. 4.4, где представлен 38 дБ диапазон, и 31 дБ линейный диапазон с ошибкой меньше $\pm 0,5$ дБ в диапазоне входных дифференциальных напряжений V_d от -0,625 В до 0,58 В. Потребление энергии составляет менее 0,2 мВт при напряжении питания 1,25 В.

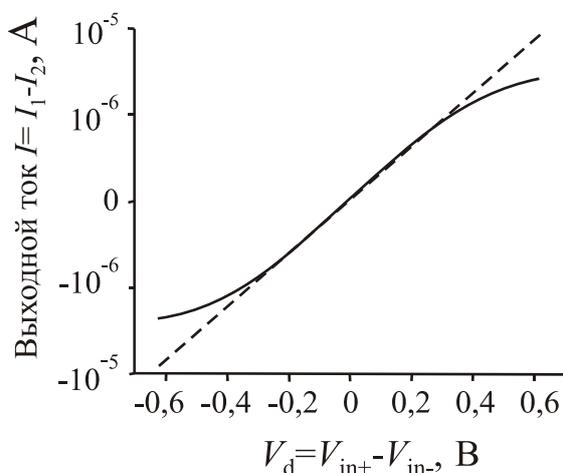


Рис. 4.3. Характеристики преобразователя напряжение-ток (рис. 4.2), сплошная линия – при малом напряжении питания, штриховая – при высоком.

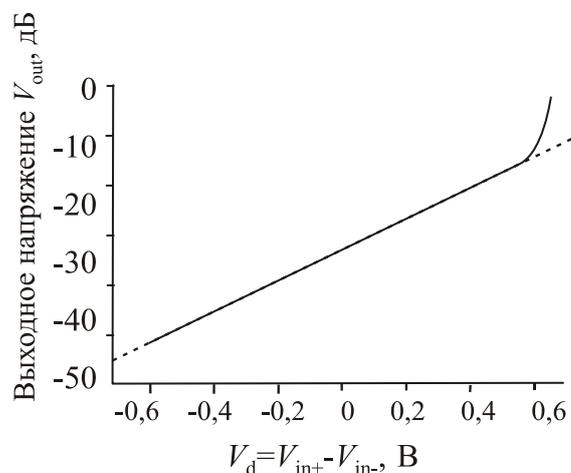


Рис. 4.4. Вольтамперные характеристики преобразователя напряжения, показанного на рис. 4.2. Штриховая линия – идеальный преобразователь

При реализации схем, которые также повторяют (4.1) некоторые из ранее опубликованных, ЭПН имеют линейный диапазон 15 дБ изменения амплитуды при ошибке меньше $\pm 0,5$ дБ [162, 163]. Однако эти цепи имеют один вход, и

линейный диапазон в дБ экстремально ограничен. Предложенная цепь значительно расширяет линейный диапазон в дБ. Цепь обеспечивает дифференциальный входной сигнал от нуля до напряжения питания, что полезно для разработки аналоговых и работающих со смешанным сигналом цепей [152].

4.2. Усилитель класса E на частоту 2,4 ГГц в интегральном исполнении

В данном параграфе приводится расчет и моделирование усилителя класса E в интегральном исполнении по КМОП технологии. Усилитель рассчитан на работу в диапазоне 2,4 ГГц для телекоммуникационных систем, но может быть пересчитан, например, на диапазон 6,2 ГГц для работы в составе UWB радаров [167]. Усилители СВЧ, выполненные по более дорогим технологиям (GaAs), имеют лучшие характеристики, но они не могут быть интегрированы с остальной частью устройств [168-171].

Достоинством усилителей класса E является хорошо разработанная теория, достаточная простота расчета и изготовления, что способствует его реализации в интегральном исполнении в диапазоне СВЧ [172]. Однако остаются вопросы, связанные с особенностями применения той или иной технологии изготовления интегральных схем и вызванные этим ограничения. В данной работе применяется каскодное включение транзисторов, позволяющее использовать низковольтные транзисторы, выполненные по стандартному технологическому процессу, для получения высокого КПД в схеме усилителя класса E.

На рис. 4.5а показана схема идеального усилителя класса E с шунтирующим конденсатором [173]. Он состоит из транзистора, работающего как ключ, переключающийся между состояниями Вкл и Выкл, высокочастотного дросселя питания L_1 , емкости C_1 , параллельной ключу (она включает в себя емкость сток-исток транзистора, емкости соединений и монтажа), колебательного контура L_0C_0 , включенного последовательно с индуктивностью L_x (фактически имеется одна индуктивность с номиналом $L_0 + L_x$) и нагрузочного сопротивления (без учета потерь в выходной цепи равно сопротивления нагрузки) R_{load} .

Контур L_0C_0 настроен на частоту сигнала и пропускает к нагрузке только основную гармонику сигнала. Реактивность $j\omega L_x$ обеспечивает необходимый фазовый сдвиг между напряжением на ключе и выходным напряжением для получения требуемых форм напряжения и тока стока (рис. 4.5б).

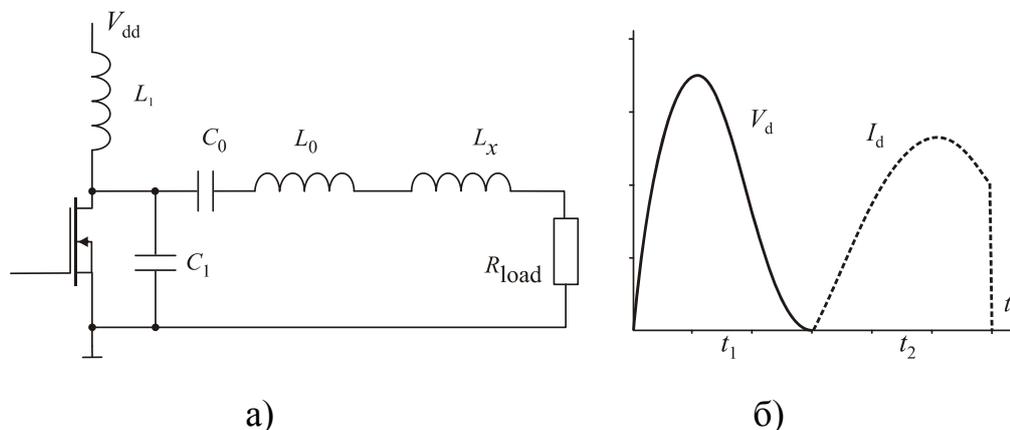


Рис. 4.5. Схема идеального усилителя класса E (а),
формы напряжения и тока стока (б)

В интервале t_1 ключ разомкнут, и ток через него не идет. В течение интервала t_2 ключ замкнут и напряжение на нем равно нулю. Так как формы тока и напряжения не перекрываются, то рассеяние энергии в усилителе в идеальном случае равно нулю и КПД=100%. Чтобы избежать коммутационных потерь (в данном случае рассеяния энергии, накопленной в емкости C_1), цепь должна обеспечивать нулевое напряжение на ключе к моменту замыкания с нулевой производной напряжения от времени.

Для данной схемы установлены соотношения, определяющие значения элементов схемы по заданным выходной мощности и напряжению питания [172]. Но практическое выполнить дроссель L_1 с достаточно большой индуктивностью трудно, особенно в интегральных схемах. Для устранения этой проблемы применяется топология УМ класса E, в которой индуктивность L_1 является частью выходной цепи – класс E с параллельной цепью (рис. 4.6) [173].

Для такого усилителя имеются соотношения для элементов цепи [172, 173]:

$$R = 1,365 \frac{V_{dd}^2}{P_{out}}, L_1 = 0,732 \frac{R}{\omega}, C = \frac{0,685}{\omega R}. \quad (4.8)$$

Параметры последовательного контура, настроенного на частоту переключения зависят от выбора нагруженной добротности Q и вычисляются:

$$L_0 = RQ/\omega, C_0 = 1/\omega^2 L_0.$$

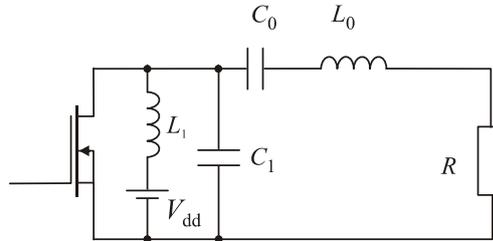


Рис. 4.6. Схема УМ класса Е с параллельной цепью

По сравнению со значениями нагрузочного сопротивления и шунтирующей емкости для стандартного УМ класса Е [172], в данной схеме для тех же значений напряжения питания и выходной мощности можно использовать большее нагрузочное сопротивление и шунтирующую емкость. А значит, применять транзистор с большей выходной емкостью и соответственно с меньшим сопротивлением в открытом состоянии.

К недостаткам КМОП технологии относятся: плохие высокочастотные параметры спиральных интегральных катушек индуктивности, которые имеют низкую добротность, большие потери в подложке и паразитное сопротивление [170, 171]. В данной работе применяются проволочные индуктивности, которые характеризуются достаточно хорошей добротностью.

Еще один недостаток – малое пробойное напряжение в КМОП технологии. Максимально допустимое напряжение в основном определяется напряжением пробоя слоя оксида, которое для 0,35 мкм КМОП равно 7,5 В, для 0,25 мкм – 5 В, для 0,18 КМОП – 4 В. В классе Е амплитуда на стоке может быть в 3,6 раза больше напряжения питания. Поэтому приходится значительно уменьшать напряжение питания, и соответственно сопротивление нагрузки, что при-

водит к снижению КПД, так как сопротивление потерь становится сравнимо с нагрузочным. Это еще один аргумент по применению каскодной схемы [171].

В схеме с общим истоком (ОИ) максимальное напряжение затвор-исток (З-И) равно максимальному входному напряжению, а максимальное напряжение сток-исток (С-И) – есть максимальное напряжение на стоке в течение периода Выкл. В схеме с общим затвором (ОЗ) максимальное напряжение З-И составляет

$$V_{GS,max} = V_{th} + V_{m,peak}, \quad (4.9)$$

где V_{th} – пороговое напряжение, $V_{m,peak}$ – пиковое входное напряжение. Максимальное напряжение З-И присутствует тогда, когда входное напряжение становится меньше $V_G - V_{th}$, где V_G – постоянное напряжение на затворе. В этом случае транзистор открыт. Максимальное напряжение С-И составляет

$$V_{DS,max} = V_{drain,max} - V_G + V_{th} \quad (4.10)$$

и оно имеет место, когда входное напряжение становится выше $V_G - V_{th}$. В этом случае транзистор закрыт. Таким образом, пиковое напряжение С-И меньше, чем в схеме с ОИ, и максимальное допустимое напряжение питания в схеме с ОЗ может быть увеличено по сравнению со схемой с ОИ.

В схеме с ОЗ входной импеданс транзистора может стать низким (из-за открытого канала С-И). Чтобы избежать этого, применяется каскодная схема включения транзисторов ОИ-ОЗ. В течение периода Выкл напряжение на стоке транзистора с ОИ составляет $V_G - V_{th}$. Максимальное напряжение С-И равно

$$V_{DS,max} = V_{drain,max} - V_G + V_{th}. \quad (4.11)$$

Однако и эта схема имеет недостаток – сопротивление транзистора в открытом состоянии в два раза больше, соответственно надо увеличивать ширину затвора, а выходная емкость не равна емкости двух последовательно соединенных конденсаторов, а сложным образом зависит от емкостей сток-подложка, исток-подложка транзисторов.

Также в каскодной схеме для подачи постоянного напряжения на затвор необходимо наличие дополнительной контактной площадки на кристалле и

проволочного вывода, что значительно усложняет реализацию устройства. Вместо этого была применена схема с автоматическим смещением [151], состоящая из сопротивления и емкости (рис. 3.37).

Основные источники потерь в УМ класса Е – паразитные сопротивления индуктивностей и сопротивление транзистора в открытом состоянии. Введем параметр α размерностью [Ом/нГн], характеризующий активное сопротивление на единицу индуктивности. Для проволочных индуктивностей этот параметр составляет 0,1-0,4 Ом/нГн. При анализе потерь был найден вклад каждого элемента в потери в усилителе. Например, паразитное сопротивление индуктивности L_1 уменьшает напряжение на стоке транзистора, паразитное сопротивление индуктивности L_0 уменьшает напряжение на сопротивлении R .

Мощность на сопротивлении транзистора в открытом состоянии рассеивается только в течение времени протекания тока и определяется формулой:

$$P_{lossRon} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s^2(\theta) R_{on} d\theta, \quad (4.12)$$

где $\theta = \omega t$ – текущая фаза, $i_s(\theta)$ – ток через транзистор [172].

Найдем мощность потерь для каждого элемента, их влияние на выходную мощность и стоковый КПД усилителя. Охарактеризуем потери для каждого элемента коэффициентом

$$\eta = \frac{P_{out.loss}}{P_{ideal}}, \quad (4.13)$$

где $P_{out.loss}$ – выходная мощность после учета потерь в элементе, P_{ideal} – выходная мощность без учета потерь. Данные коэффициенты были найдены для паразитных сопротивлений индуктивностей и сопротивления транзистора в открытом состоянии. Окончательно, выходная мощность находилась как

$$P_{out.new} = \frac{V_{drain}^2}{R_{dc}} \eta_{L0} - P_{loss.Ron}. \quad (4.14)$$

Стоковый КПД

$$\eta_{overall} = \eta_{L1} \eta_{L0} \eta_{Ron}, \quad (4.15)$$

где η_{L1} , η_{L0} , η_{Ron} – коэффициенты потерь для индуктивностей L_1 , L_0 и сопротивления транзистора в открытом состоянии R_{on} . Напряжение на стоке

$$V_{drain} = V_{dd} \left(1 - \frac{\alpha L_1}{R_{dc} + \alpha L_1} \right), \quad (4.16)$$

где $R_{dc} = 0,6823R$ (что следует из соотношения $I_0 = 0,826I_R$ [172]) – сопротивление усилителя по постоянному току.

При расчете по приведенным формулам для однокаскадного УМ получена выходная мощность 234 мВт, стоковый КПД 0,82. При моделировании эти величины составили соответственно 240 мВт и 0,86. Для расчета и анализа задавались соответственно сопротивление транзистора в открытом состоянии 0,2 Ом, коэффициент $\alpha = 0,3$ Ом/нГн (его величина определяется технологическим процессом). Видно, что результаты расчета и моделирования совпадают и данный подход к определению потерь в УМ класса E может быть применен.

Исходные данные для моделирования следующие: частота 2,4 ГГц, выходная мощность 0,3 Вт, напряжение питания 1,2 В. Из (4.8) нагрузочное сопротивление равно 6,3 Ом. Для его преобразования в стандартное сопротивление нагрузки 50 Ом была применена согласующая цепь, представляющая собой емкость, параллельную нагрузке и последовательную индуктивность [175]. Данная индуктивность может быть включена в состав проволочной индуктивности L_0 и итоговая выходная цепь состоит всего из трех реактивных элементов, так как шунтирующей емкостью является выходная емкость транзистора.

Для питания затвора выходного транзистора предпочтительнее подавать прямоугольные импульсы во избежание потерь при переключении транзистора. Для этого применяются либо импульсные предварительные каскады, в которых неизбежно будет происходить дополнительное рассеяние энергии, либо предварительный каскад класса F [169, 170], но это усложняет схему. Вместо этого в предложенной схеме применяется каскад класса C с параллельным резонансным контуром, образованным индуктивностью, соединяющей сток транзистора предварительного каскада с источником питания, и емкостями затвора выход-

ного транзистора параллельно с выходной емкостью предварительного каскада. Таким образом, никаких дополнительных элементов согласования или смещения для выходного транзистора не требуется, что упрощает схему, улучшая ее характеристики. Схема одного модуля усилителя показана на рис. 4.7.

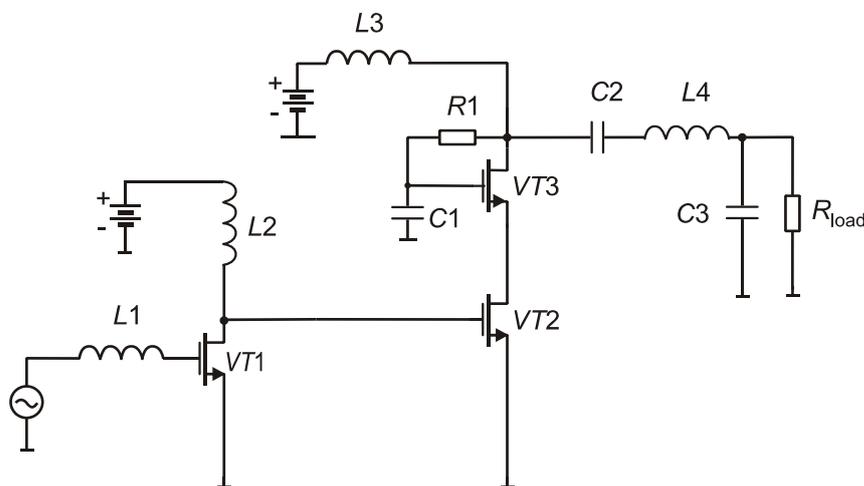


Рис. 4.7. Схема одного модуля усилителя

Усилитель состоит из двух идентичных модулей, включенных в противофазе. Для суммирования мощностей и согласования несимметричной нагрузки с симметричным выходом усилителя применяется симметрирующий трансформатор (балун) – кольцевой мост на микрополосковой линии [175].

Моделирование усилителя проводилось в программе Agilent ADS – Advanced Design System компании Agilent Technology [89]. Результаты моделирования представлены на рис. 4.8 и 4.9.

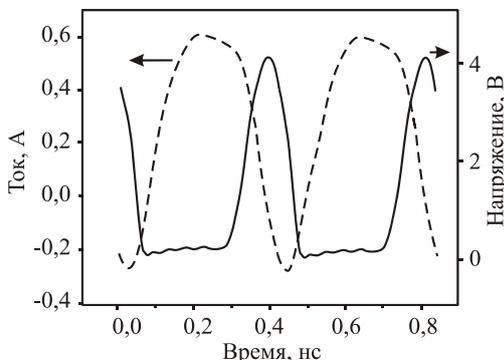


Рис. 4.8. Формы тока и напряжения на стоке транзистора

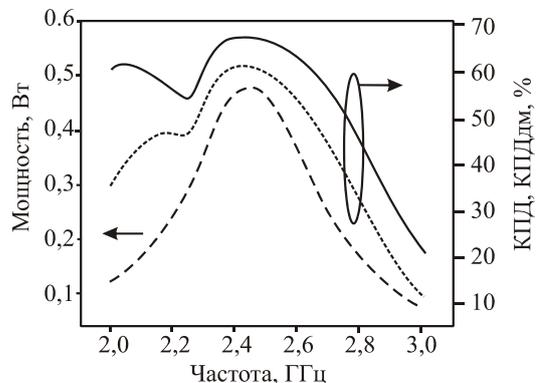


Рис. 4.9. Зависимости КПД, КПД по добавленной мощности (КПДдм) и выходной мощности

Сравнение характеристик УМ

	[168]	[169]	[171]	[174]	Эта работа
Частота (МГц)	700	900	900	1900	2400
Технология (мкм)	0,35	1,5	0,25	0,35	0,18
Напряжение питания (В)	2,3	5	1,8	2	1,2
Выходная мощность (мВт)	1000	200	900	1000	470
КПД по добавленной мощности	62	49	41	48	60

4.3. Фазовые шумы автогенератора класса E

4.3.1. Моделирование и измерение фазовых шумов СВЧ автогенератора класса E

В предыдущих разделах уже рассматривался вопрос важности фазовых шумов для обеспечения функционирования радиотехнических и телекоммуникационных систем. Привлекает интерес исследователей и фазовый шум в таких высокоэффективных устройствах как автогенераторы класса E [45, 154-158, 176]. Вопрос шумов в устройствах, относящихся к мощным, может рассматриваться исходя из разных соображений: обеспечение электромагнитной совместимости, построение простых трансиверов, использование таких устройств в составе фазированных антенных решеток. В данном параграфе рассмотрен уровень фазовых шумов в устройстве на дискретных элементах – автогенераторе класса E диапазона 800 МГц с выходной мощностью 500 мВт [177]. Автогенератор выполнен на GaAs ПТШ CLY5 в микрополосковом исполнении. Блок-схема генератора показана на рис. 4.10.

Автогенератор представляет собой усилитель класса E, охваченный обратной связью, при выходной мощности 500 мВт он имеет КПД 65% на частоте

800 МГц. Набег фазы в кольце обратной связи автогенератора равен 2π . Резонансный характер согласующих цепей и направленного ответвителя способствуют увеличению величины $d\phi/d\omega$ – скорости изменения фазы с частотой, что может способствовать снижению шумов автогенератора.

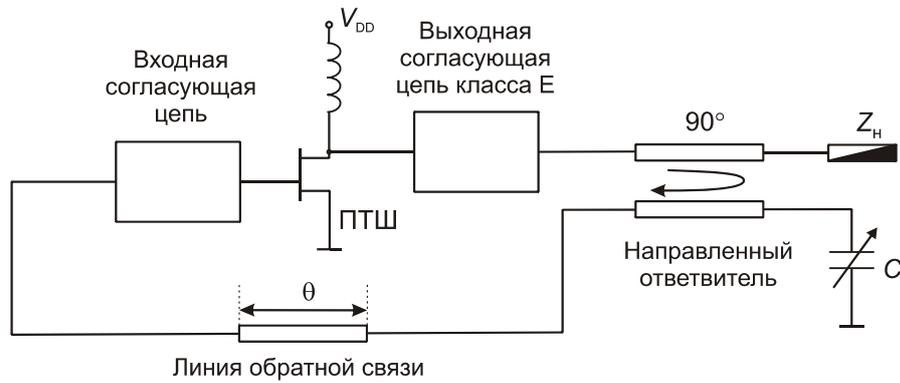


Рис. 4.10. Схема автогенератора СВЧ класса E

Шум автогенератора был промоделирован в программе ADS [89], использовалась модель Матерки GaAs транзистора CLY5, модернизированная для ключевого режима работы [178, 179]. Расчетная схема генератора показана на рис. 4.11.

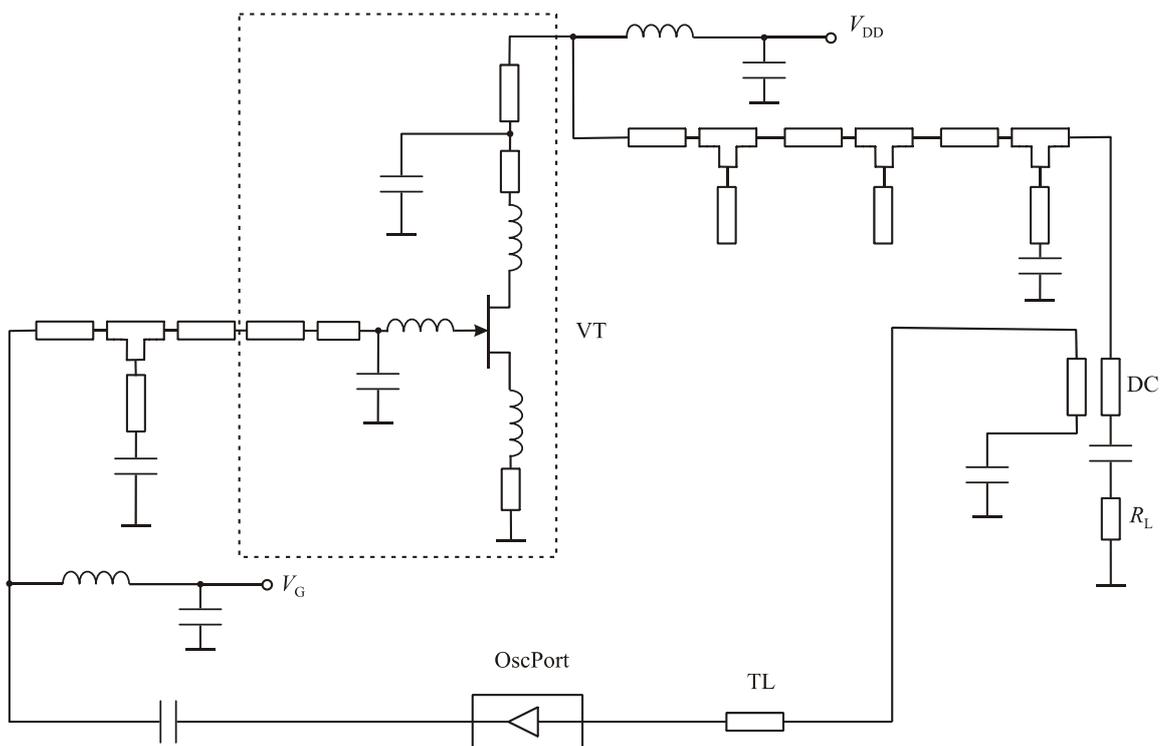


Рис. 4.11. Схема для расчета шумовых параметров автогенератора по рис. 4.10

Длины отрезков полосковых линий и параметры подложки взяты из работы [177], в расчете подбирались значения построечных элементов (конденсаторов) для получения частоты генерации 800 МГц. В эксперименте [177] частота генерации менялась от 760 до 820 МГц, максимальный КПД был получен на частоте 802 МГц. При моделировании наблюдалась дискретная перестройка частоты генератора, измерение фазового шума проводилось на частоте 809 МГц. Один из графиков спектральной плотности фазового шума показан на рис. 4.12. Несмотря на отличия в абсолютном значении уровня шума, на графике имеется характерный всплеск при отстройке около 100 кГц от несущей частоты, который наблюдается в эксперименте, рис. 4.13.

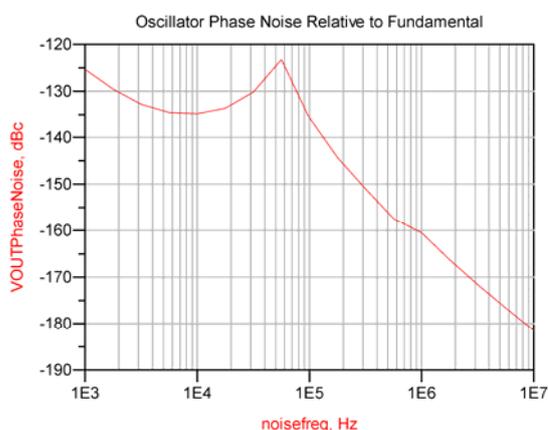


Рис. 4.12. Расчетный ход фазового шума автогенератора при центральной частоте 809 МГц



Рис. 4.13. Экспериментально измеренный спектр шума СВЧ автогенератора класса E, центральная частота 827 МГц

На рис. 4.13 виден характерный горизонтальный участок спектра, в работе [180] это объясняется высоким уровнем амплитудных шумов, которые меняют линейно спадающий (в логарифмических координатах) характер фазовых шумов. Источником этих шумов могут быть явления автомодуляции за счет низкочастотной нестабильности автогенератора. Возможным решением может быть изменение цепей смещения автогенератора.

Рассмотренный автогенератор, который имеет хорошие энергетические характеристики, требует дальнейшего совершенствования для снижения уров-

ня шумов. Из моделирования следует, что существуют режимы, где уровень шума ниже, но они не совпадают по частоте генерации и выходной мощности с экспериментом. Разработка СВЧ автогенераторов класса E с учетом уровня шума требует развитой теории построения таких автогенераторов и накопления данных об их шумовых характеристиках, одним из вариантов решения таких задач является рассмотрение ВЧ генераторов, которые проще исследовать экспериментально.

4.3.2. Измерение фазового шума ВЧ автогенератора класса E в режиме свободных колебаний и режиме синхронизации

На основе работы [181] был рассчитан генератор на МОП транзисторе IRF510 на частоту 5 МГц и выходную мощность 400 мВт. Параметры устройства представляют собой такое сочетание свойств активного прибора и частоты, которые соответствуют гораздо более высокочастотным автогенераторам. Максимальная частота, на которой транзистор IRF510 может работать со 100% КПД при учете только его выходной емкости (около 95 пФ [182]), в приближении идеального ключа составляет 25 МГц, при расчете по формулам работы [183]. С учетом того, что суммарная длительность нарастания и спада переходной характеристики транзистора для работы в ключевом режиме класса E может быть до 30 % периода усиливаемой (генерируемой) частоты [172], получим для данного транзистора частоту около 7 МГц. Выбранная частота генерации устройства составляет около $1/3$ максимальной частоты, такие соотношения обычно выполняются в СВЧ диапазоне при использовании арсенид галлиевых полевых транзисторов с барьером Шоттки. Таким образом, исследуемый автогенератор может дать указания на свойства СВЧ устройств, в которых транзисторы используются на одной трети граничной частоты [172]. На рис. 4.14 показана схема автогенератора. Параметры элементов приведены в табл. 4.2.

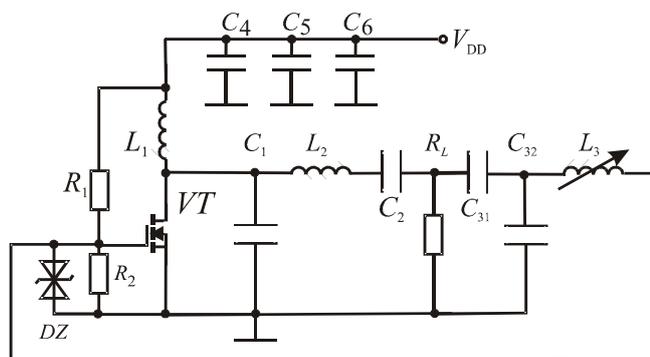


Рис. 4.14. Схема автогенератора с фильтром помех в цепи питания

Таблица 4.2

Значения элементов схемы автогенератора класса E на частоту 5 МГц

Элемент	Номинал	Элемент	Номинал
R_1	100 кОм	C_4	10 пФ
R_2	200 кОм	C_5	1 нФ
R_L	51 Ом	C_6	100 мкФ
C_1	133 пФ	L_1	Дроссель 10 мГн
C_2	161 пФ	L_2	7,73 мкГн
C_{31}	827 пФ	L_3	7,86 мкГн
C_{32}	28,05 нФ	VT	IRF 510

Экспериментальное исследование автогенератора класса E проводилось с использованием анализатора спектра Agilent E4440A, на котором была установлена опция «226 – Измерение фазового шума». Схема измерений показана на рис. 4.15, где БП – регулируемый блок питания с встроенным измерителем постоянного напряжения и потребляемого тока. Делитель напряжения использовался в виде соединенных внешних резисторов, его амплитудно-частотная характеристика с учетом входной емкости прибора была измерена с помощью спектроанализатора E4440A с применением калиброванного генератора с опорным уровнем 10 дБм на частотах первых пяти гармоник выходного сигнала.

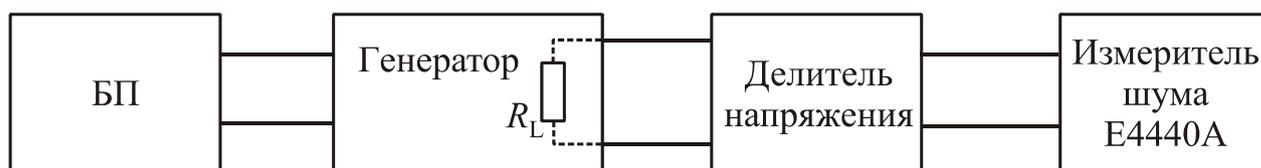


Рис. 4.15. Блок-схема измерительной установки

На рис. 4.16а показана зависимость частоты генерации от напряжения питания. Относительное изменение частоты генератора составляет 1,3 % при изменении напряжения питания от 2,8 до 6,2 В. Эта характеристика совпадает с параметрами автогенератора на транзисторе IRF530 [181] и отличается монотонной зависимостью от автогенератора класса Е на транзисторе МТР3055Е [184]. Зависимость частоты в основном объясняется изменением выходной емкости транзистора при увеличении напряжения питания [185].

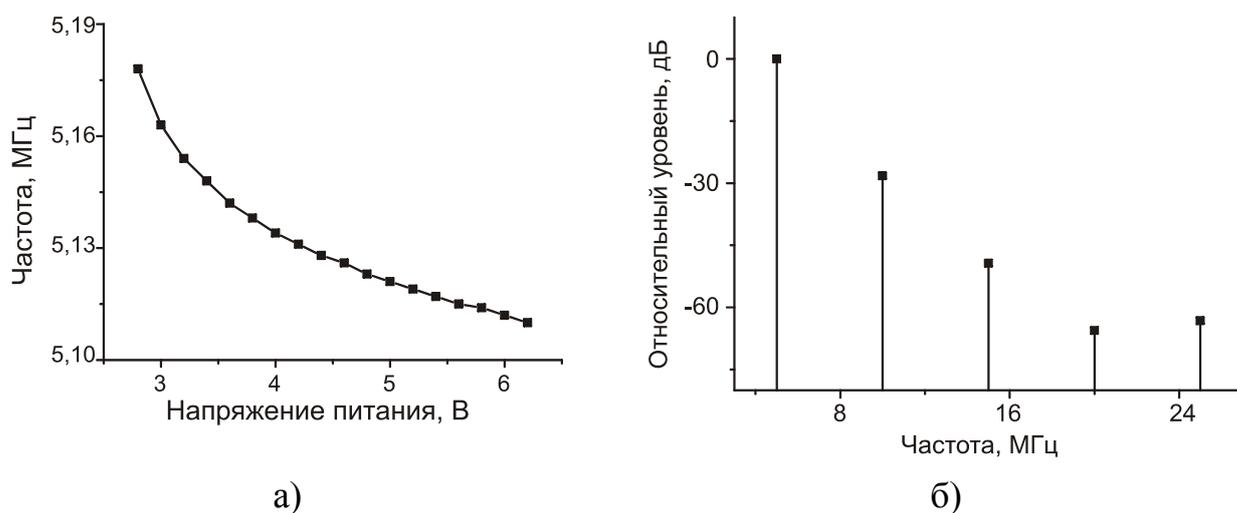


Рис. 4.16. Характеристики выходного сигнала автогенератора: а) зависимость частоты генерации от напряжения питания; б) мощность высших гармоник относительно основной при напряжении питания 5 В

На рис. 4.16б показан относительный уровень гармоник выходного сигнала генератора при напряжении питания 5 В. Относительный уровень второй гармоники на 7 дБ, а третьей на 3,5 дБ больше, чем в работе [181], что связано с меньшей нагруженной добротностью контура L_2C_2 . Вместе с тем спектральные характеристики исследуемого автогенератора близки к ранее опубликованным, поэтому этот автогенератор может служить базой для сравнения и шумовых характеристик ВЧ и СВЧ автогенераторов класса Е.

На рис. 4.17 виден характерный ход частотной зависимости спектра фазового шума автогенератора класса Е при различном напряжении питания. Показана спектральная плотность фазового шума относительно уровня несущей – мощность шума в полосе 1 Гц, деленная на мощность первой гармоники напряжения генератора на входе спектроанализатора. Шум при расстройках от несущей больше чем 20 кГц, практически не зависит от напряжения питания.

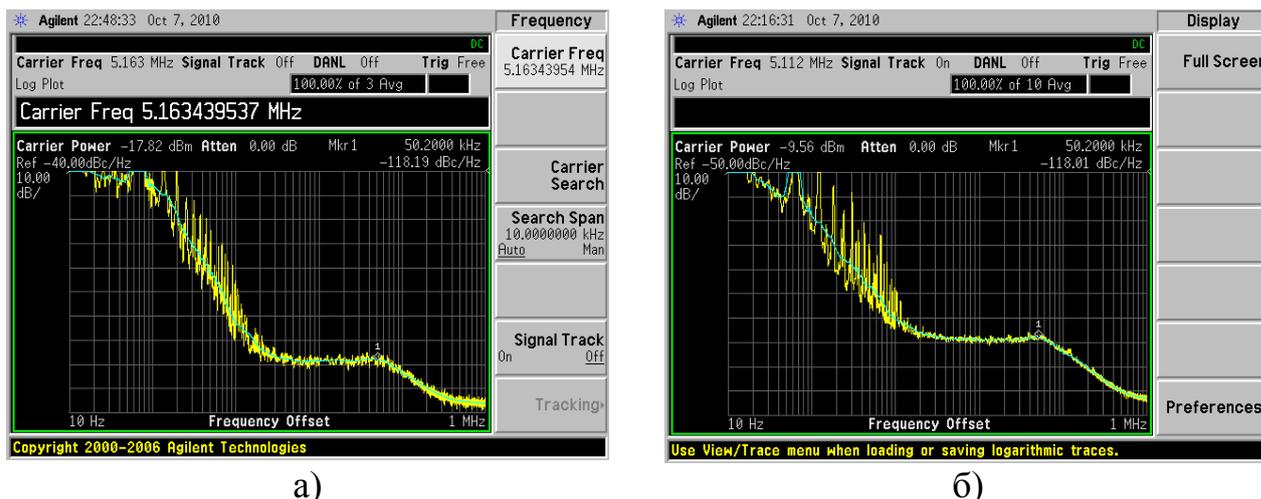


Рис. 4.17. Спектральная плотность фазового шума при напряжении 3 В (а) и 6В (б)

Зато на при меньших расстояниях от несущей зависимость от напряжения выражена сильно (рис. 4.18). При напряжении 3 В, когда выходное напряжение автогенератора, линейно зависящее от напряжения питания [172], становится мало, шум вблизи несущей резко возрастает и достигает значений -45 дБн/Гц при расстоянии от несущей 1 кГц. В то же время при напряжении питания 6 В и такой же расстройке шум снижается до -70 дБн/Гц.

Эта зависимость связана с ключевым режимом работы автогенератора класса Е. Только при наличии достаточного уровня сигнала на затворе транзистора происходит его четкое переключение, способствующее сохранению стабильной частоты. Таким образом, для автогенератора класса Е основным механизмом возрастания фазового шума является увеличение времени переключения активного элемента (транзистора), что приводит к повышению чувствительности фазы колебаний к шумам, действующим на входе транзисто-

ра. Эти зависимости необходимо учесть при разработке теории фазового шума в автогенераторах класса E.

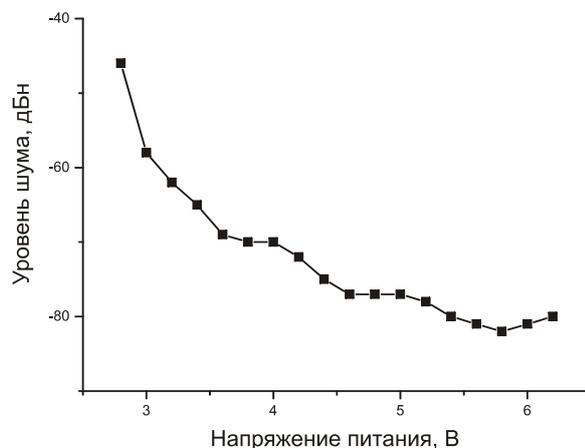
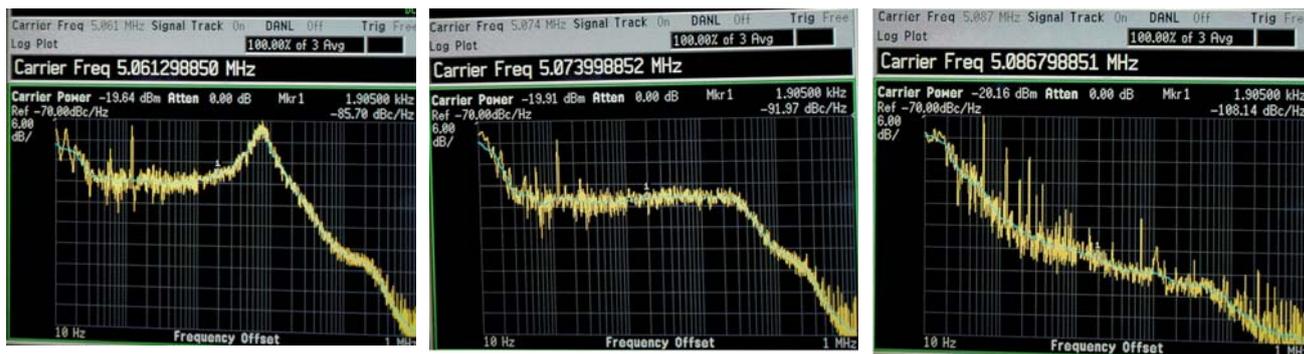


Рис. 4.18. Зависимость относительного уровня фазового шума автогенератора при расстройке 2 кГц от несущей

По схеме рис. 4.29 был выполнен генератор на полевом транзисторе 2N7000 при выходных параметрах, как и у генератора на транзисторе IRF510. Основанием было использование транзистора с меньшими выходной и входной емкостями, что должно способствовать более быстрому переключению транзистора. Известно, что фазовый шум автогенератора зависит от формы кривых синхронизации на плоскости частота-напряжение [186]. На рис. 4.20 показаны экспериментальные формы кривых синхронизации при различной мощности синхронизирующего сигнала на выходе генератора синхросигнала. Сплошная линия – аппроксимированные экспериментальные результаты, пунктирная – не реализуемые в эксперименте части синхронизационного эллипса. Наклон эллипса в данном эксперименте соответствует форме передаточной функции выходной цепи усилителя (и автогенератора) класса E. Диапазон захвата частоты ограничивается точками, где касательная к эллипсу становится вертикальной. Видно, что диапазон захвата частоты автогенератора класса E несимметричен относительно частоты свободных колебаний. Это может потребовать изменения передаточной функции выходной цепи для того, чтобы воспользоваться преимуществами синхронизированного автогенератора класса E.



а) спектр шума вблизи нижней границы диапазона захвата частоты б) спектр шума вблизи частоты автономных колебаний в) спектр шума вблизи верхней границы диапазона захвата частоты

Рис. 4.21. Спектр шума автогенератора при различной частоте сигнала синхронизации

Проведенное экспериментальное исследование синхронизированного мощного ВЧ автогенератора класса Е на МОП ПТ показало, что его характеристики соответствуют общей теории синхронизированных автогенераторов с учетом особенностей работы режима класса Е [187]. Фазовый шум рассмотренного устройства составил -97 дБн/Гц при расстройке 1 кГц от несущей и мощности сигнала синхронизации $0,8$ дБм при выходной мощности $27,8$ дБм. Таким образом, использование синхронизации может расширить использование такого устройства с высоким КПД как автогенератор класса Е.

Таблица 4.3

Фазовый шум, дБн/Гц

P_{sync} , дБм	$\Delta f = 1$ кГц	$\Delta f = 10$ кГц
Без синхронизации	$-73,2$	$-86,7$
$-6,6$	$-90,3$	-88
$0,8$	-97	$-97,9$

4.3.3. Метод анализа шумов автогенератора с использованием функции импульсной чувствительности

В работах [180, 188, 189] была разработана теория расчета фазовых шумов автогенераторов на основе функции импульсной чувствительности (ФИЧ) $\Gamma(\omega_0\tau)$, которая описывает возмущение фазы генератора в ответ на приложенный в момент времени τ импульс тока малой длительности (δ -импульс). Эта функция определяется из выражения

$$h(t, \tau) = \frac{\Gamma(\omega_0\tau)}{q_{\max}} u(t - \tau), \quad (4.17)$$

где $h(t, \tau)$ – отклик фазы на единичное воздействие, $u(t - \tau)$ – функция единичного скачка, q_{\max} – максимальная вариация заряда на эквивалентной емкости в точке приложения импульса. Используя функцию импульсной чувствительности, выходной сдвиг фаз $\phi(t)$ можно вычислить, используя интеграл Дюамеля:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\phi}(t, \tau) i(\tau) d\tau = \frac{1}{q_{\max}} \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0\tau) i(\tau) d\tau, \quad (4.18)$$

где $i(t)$ представляет входной шумовой ток, инжектированный в интересующий узел схемы. Таким образом, для каждого источника шума необходимо знать свою функцию импульсной чувствительности [180].

Функцию импульсной чувствительности можно определить несколькими путями, один из них – прямой расчет, когда решаются уравнения, описывающие состояние электрической цепи под действием инжектированного заряда в узел схемы (или импульс напряжения в ветвь, содержащую индуктивность). На рис. 4.22 показана схема для расчета ФИЧ автогенератора класса E в точке затвора. Генератор тока i создает короткий импульс тока, а затем определяется изменение фазы выходного сигнала на нагрузке R_L , например по изменению фазы пересечения с нулем с положительной производной. По определению ФИЧ для циклоstationарного процесса должна быть периодической, но в численном эксперименте для точки приложения импульса на затворе транзистора она оказывается не периодической, что может быть обусловлено процессами

возбуждения колебаний в резонансных цепях, рис. 4.23. Периодический характер имеет ФИЧ при воздействии в цепи стока транзистора, рис. 4.24, это является результатом ключевого режима работы транзистора в режиме класса Е.

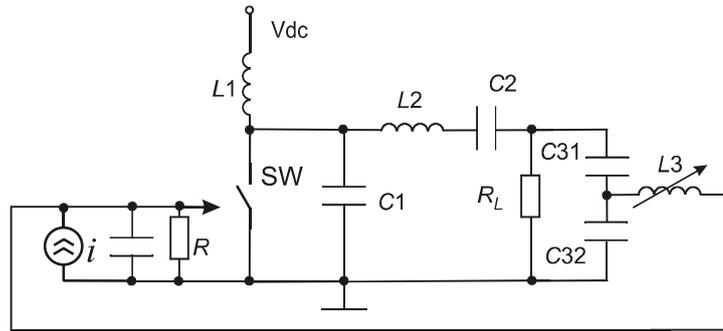


Рис. 4. 22. Схема для расчета функции импульсной чувствительности

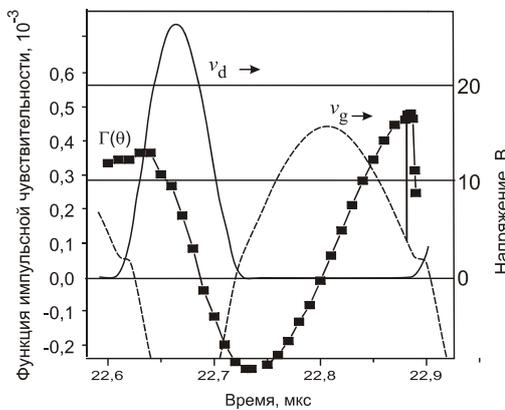
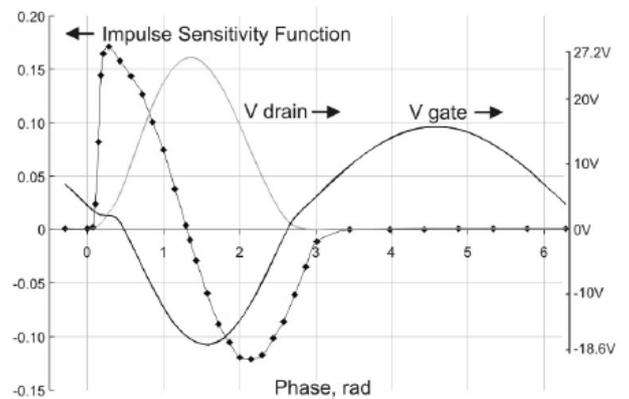


Рис. 4.23. Функция импульсной чувствительности по затвору, условные единицы



4.24. Функция импульсной чувствительности по стоку, условные единицы

Другим методом расчета ФИЧ является аналитический [180, 188, 190], при котором используется периодичность процессов в системе и применимость математического аппарата дифференциальных уравнений с периодическими граничными условиями (теорема Флоке). В [180] выводится выражение для приближенного выражения ФИЧ в произвольном узле схемы

$$\Gamma(x) = \frac{f'(x)}{f'_{\max}}, \quad (4.19)$$

где f – зависимость нормированного напряжения, описывающего форму сигнала, f'_{\max} – максимальное значение первой производной на периоде сигнала.

На рис. 4.25 показан сигнал, представляющий собой аппроксимацию выходного сигнала усилителя класса E тремя гармониками [191] и его производная (рис. 4.25). Наблюдается определенное соответствие форм функций импульсной чувствительности, полученных двумя методами. Уменьшая выбором режимов или схемным методом площадь под кривой импульсной чувствительности, можно уменьшить шумы устройства.

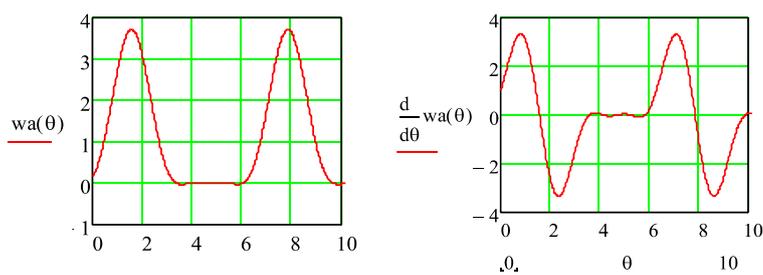


Рис. 4.25. Аппроксимация напряжения на стоке и ее производная, θ – рад

Таким образом, для автогенератора, работающего в ключевом режиме класса E, определены функции импульсной чувствительности, что позволит составить алгоритм расчета его фазовых шумов.

4.3.4. Измерение параметров стабильности автогенератора во временной области

Для практических целей важно иметь детальное описание характеристик стабильности генераторов частоты, в число этих характеристик входят и шумы разнообразной природы и с различными спектральными характеристиками [23, 192-195]. Шумы (кратковременную нестабильность) генераторов ВЧ и СВЧ можно измерять двумя способами – в частотной и временной областях. Эти способы эквивалентны в математическом плане, однако имеют свои достоинства и недостатки в конкретных реализациях [192, 195]. Для измерения в частотной области в настоящее время существуют модели спектроанализаторов с опциями измерения фазовых шумов, они выполняют свое предназначение, но имеют высокую стоимость и, кроме того, для ряда систем желательно знать

статистические характеристики случайного процесса, что обеспечивают измерения во временной области. Измерения с помощью частотомеров не обеспечивают требуемую точность для анализа шума, поэтому для широкого применения были разработаны приборы, названные анализаторами временных интервалов, обеспечивающие измерение длительности периодов сигнала с высокой точностью [196, 197]. Однако эти приборы недостаточно распространены и обладают немалой стоимостью, поэтому можно рассмотреть использование для точного измерения периода сигнала цифрового осциллографа, обладающего высокой точностью аналого-цифрового преобразователя [198,199].

В основу измерения стабильности генераторов, в том числе шумов, должны быть положены три основных принципа: стабильность опорного генератора измерительного прибора (установки) должна быть выше, чем у измеряемого генератора и устройство сравнения фазы должно обеспечивать адекватную точность; измерительная установка должна быть экранирована от внешних воздействий; обязательно должна проводиться статистическая обработка полученных результатов [192, 200]. Использование цифровых осциллографов в настоящее время удовлетворяет этим требованиям и различными фирмами создаются устройства для анализа шумов во временной области [199].

В данной работе были проведены измерения статистических параметров ряда высокочастотных генераторов, используя аппарат структурных функций Колмогорова [158, 192-195], конкретно частный случай – дисперсию Аллена, которая принята за стандарт IEEE для измерения частотной стабильности во временной области [195]. В терминах отсчетов фазы, дисперсия Аллена может быть рассчитана как

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2)\tau^2} \sum_{i=1}^{N-2} [x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i]^2, \quad (4.20)$$

где x_i i -ая фаза из $N = M + 1$ значений фазы, расположенных через интервал измерения τ . Связь с спектральной плотностью шума дается выражением

$$\sigma_y^2 = \int_0^{\infty} S_y(f) \frac{2 \sin^4 \pi f \tau}{(\pi f \tau)^2} df, \quad (4.21)$$

где f – частота, $S_y(f)$ – спектральная плотность мощности. Преимуществом двухвыборочной дисперсии Аллена является ее сходимость для шума вида $1/f$ [192, 201]. Использование статистических методов измерения нестабильности позволяет детально определить вид шума [192, 195, 200, 202], как показано на рис. 4.26, что может быть полезно для анализа работы электронных устройств.

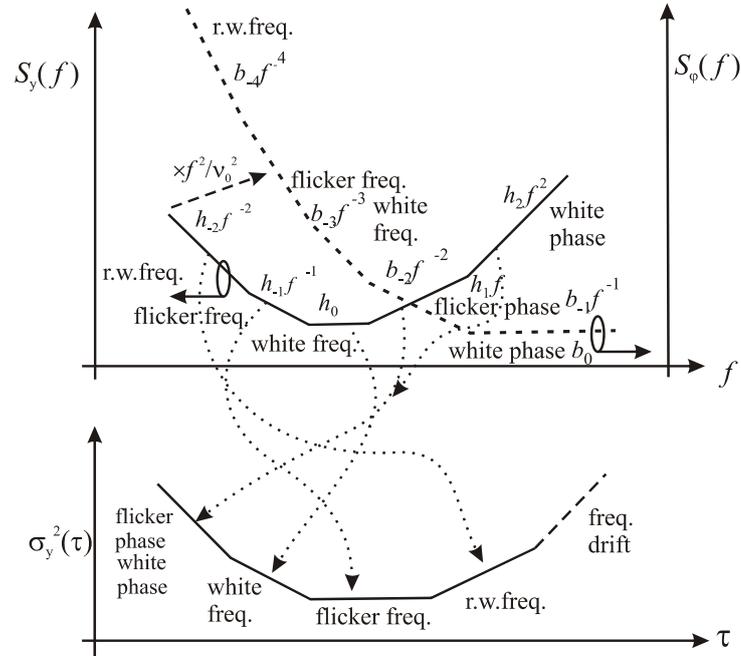


Рис. 4.26. Соответствие между зависимостями типа шума в частотной и временной областях [200, 202]

Используя возможность осциллографа Agilent 6102A [198] записывать данные в файл, были получены данные об осциллограммах сигналов генераторов, затем в программе, написанной на языке Паскаль, была проведена обработка данных с расчетом статистических характеристик процесса. В табл. 4.4 приведены данные по дисперсии Аллена для трех генераторов и идеального сигнала, сформированного численно, τ – время усреднения. Результаты показывают, что обработка данных в программе проводится корректно, но точность измерений недостаточна для получения адекватной информации о шумах.

Низкая точность связана с определением фазы точки пересечения с нулем методом интерполяции. На рисунке показаны различные случаи появления ошибки определения временной (фазовой) координаты в зависимости от по-

грешности определения напряжения вследствие конечной разрядности аналого-цифрового преобразователя.

Таблица 4.4.

$\frac{\tau}{2}$	$\sigma_y^2(\tau)$ Идеальный генератор	$\frac{\tau}{2}$	$\sigma_y^2(\tau)$ Г4-158	$\sigma_y^2(\tau)$ Г3-109	$\frac{\tau}{2}$	$\sigma_y^2(\tau)$ Генератор класса Е
$25 \cdot 10^{-7}$	$2,357 \cdot 10^{-23}$	$25 \cdot 10^{-7}$	$6,204 \cdot 10^{-5}$	$1,869 \cdot 10^{-3}$		
$40 \cdot 10^{-7}$	$1,661 \cdot 10^{-18}$	$50 \cdot 10^{-7}$	$8,002 \cdot 10^{-5}$	$1,932 \cdot 10^{-3}$	$52 \cdot 10^{-7}$	$4,418 \cdot 10^{-5}$
$50 \cdot 10^{-7}$	$3,221 \cdot 10^{-23}$	$100 \cdot 10^{-7}$	$1,746 \cdot 10^{-4}$	$2,075 \cdot 10^{-3}$	$100 \cdot 10^{-7}$	$2,673 \cdot 10^{-3}$

На рис. 4.27а показано возникновение ошибки при сплайн-аппроксимации (кубический сплайн); рисунки в) и г) соответствуют случаю максимальной и минимальной ошибки. Если заменить синус вблизи нуля линейной функцией, то можно построить рисунок для определения ошибки в данном случае (рис.4.28).

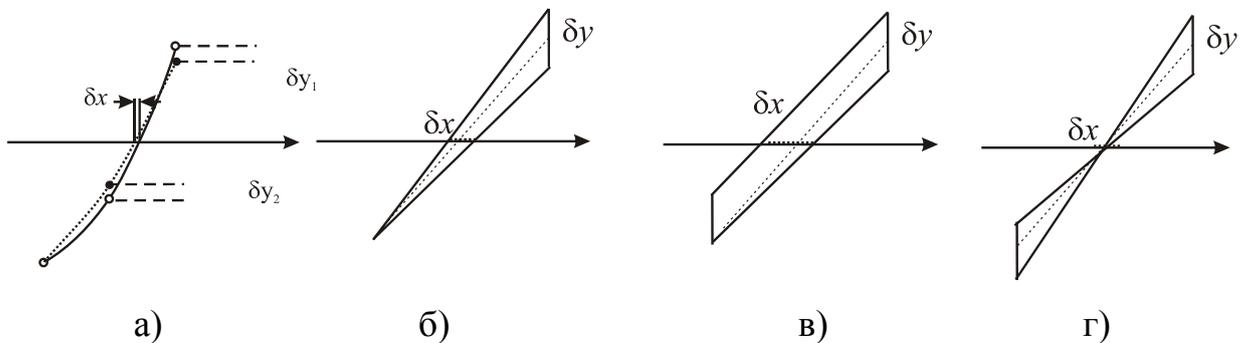


Рис. 4.27. Возможная случайная погрешность определения фазы

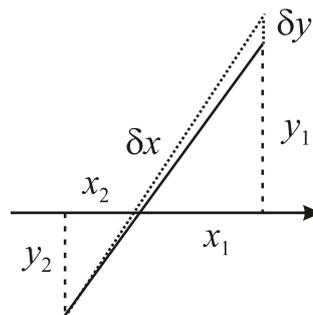


Рис. 4.28. К расчету величины ошибки

Отсюда

$$\delta x = \frac{\delta y \cdot x_2 + x_2 y_1 - x_1 y_2}{\delta y + y_1 + y_2} = \frac{\delta y \cdot x_2}{\delta y + y_1 + y_2}. \quad (4.22)$$

Скорость изменения ошибки по оси x от величины ошибки по оси y равна

$$\frac{d}{d\delta y} \left(\frac{\delta y \cdot x_2}{\delta y + y_1 + y_2} \right) = \frac{x_2}{\delta y + y_1 + y_2} - \frac{\delta y \cdot x_2}{(\delta y + y_1 + y_2)^2}. \quad (4.23)$$

Оба выражения показывают, что ошибка может быть довольно велика при малом шаге по времени (равном $x_1 + x_2$), так как в этом случае велика вероятность получения малых значений напряжений, связанных с координатой y , и соответственно большой ошибки определения времени.

Принимая $\delta y \ll y_1$ и $y_1 < y_2$, погрешность определения фазы будет

$$\delta x \approx \delta y \cdot \frac{x_2}{y_2} \approx \delta y, \quad (4.24)$$

то есть для осциллографа Agilent DSO6102A это около 0,2%, что недостаточно для вычисления структурных функций с целью определения шумов генераторов. Доминировать в измеряемых шумах может шум процесса аналого-цифрового преобразования с дискретностью 8 двоичных разрядов. Что подтверждается гистограммами распределения мгновенной частоты.

Для измерения во временной области надо использовать измерители интервалов времени, обладающие, с одной стороны, большей точностью, с другой – возможностью собирать данные большого числа измерений друг за другом без «мертвого» времени или с минимальным «мертвым временем».

4.4. Усовершенствование конструкции и метода расчета автогенератора класса E

Мощные автогенераторы класса E обладают высоким КПД, способностью работать в условиях переменных нагрузок [172] и применяются в различных диапазонах частот, в том числе в сверхвысокочастотном [37, 177], и в различных исполнениях, в частности в виде интегральных схем [39, 44]. Но вместе

с тем имеется ряд особенностей, негативно влияющих на их использование в радиотехнической аппаратуре. Одной из таких особенностей является зависимость выходной мощности и КПД при перестройке частоты генерации [172], причем для выходной мощности эта зависимость более ярко выражена. Известны способы расширения рабочей полосы усилителей класса E, основанные на придании входному импедансу выходной нагрузочной цепи определенных свойств в диапазоне частот. Общим признаком является сохранение для нагрузочного импеданса в диапазоне частот постоянного отношения реактивной части входного импеданса (X) к его действительной части (R , $Z_{in} = R + jX$), $q = X/R = 1,153$ [172, 173].

Для расширения диапазона частот, где сохраняется постоянная выходная мощность, была разработана новая конструкция автогенератора класса E [159]. Целью разработки являлось расширение полосы частот автогенератора класса E, где он имеет высокий КПД и постоянную выходную мощность, путем использования в выходной цепи дополнительного контура и изменением схемы цепи обратной связи. Это дает возможность изменения частоты генерации варьированием емкости в цепи обратной связи, а не индуктивности, как в известных конструкциях, при сохранении постоянной выходной мощности. Что позволит применять такие автогенераторы в системах связи с использованием ключевой частотной модуляции (FSK – frequency shift keying), например, для построения простых и экономичных систем передачи данных. На рис. 4.29 показана схема автогенератора на сосредоточенных элементах.

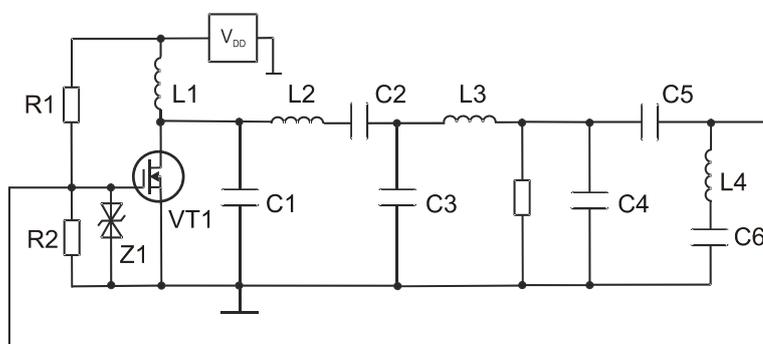


Рис. 4.29. Схема автогенератора класса E с расширенной полосой генерации стабильной выходной мощности

Эквивалентная схема выходной цепи и цепи обратной связи с заменой входного сопротивления транзистора, делителя и стабилитрона цепочкой R_A и C_A , после очевидных преобразований показана на рис. 4.30.

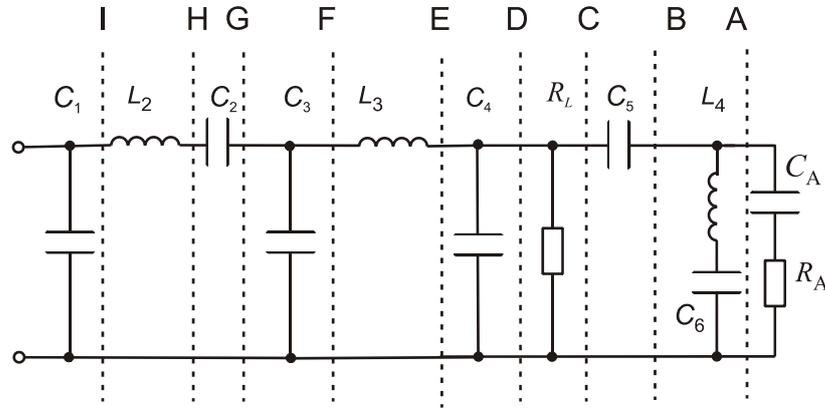


Рис. 4.30. Эквивалентная схема цепи автогенератора с обозначенными сечениями

Схема рис. 4.30 содержит девять элементов, если считать активные сопротивления нагрузки, катушек индуктивности и конденсаторов известными. Два элемента рассчитываются, исходя из выполняемых функций: $C_1 = 0,1836/\omega R$, где ω – рабочая частота, R – нагрузочное сопротивление; $C_6 \gg 1/\omega^2 L_4$. Остается семь неизвестных, для которых можно построить четыре уравнения для действительных и мнимых частей нагрузочного импеданса, одно уравнение для сдвига фаз и одно уравнение для коэффициента передачи между входом и выходом цепи. То есть число уравнений меньше числа неизвестных. Кроме того, если и удастся записать определенную систему, эти уравнения будут очень сложны и решение будет сложно анализировать.

Поэтому рассмотрим цепи слева и справа от сечения D отдельно (рис. 4.31а, б). Справа от сечения A находятся элементы эквивалентной схемы входа транзистора, делителя напряжения и стабилитрона, целью выбора параметров элементов между сечениями A и C является обеспечение необходимого коэффициента передачи по напряжению между сечениями C и A, и минимального сдвига фаз между сечениями C и B. Тогда при последующем расчете цепи между сечениями D и I, цепь справа от D может быть представлена своим входным

сопротивлением $Z_D = R_D + jX_D$. Для мощных МОП ПТ, используемых в ВЧ автогенераторах класса E, амплитуда входного напряжения должна быть в пределах от 6 до 10 В. При выходной мощности 1 Вт на нагрузке 50 Ом должно быть действующее напряжение около 7 В. То есть коэффициент передачи можно выбирать от 1 до 5, учитывая, что обычно выходная мощность несколько меньше расчетной. Это соответствует большой расстройке контура $L_{41}C_5$ от рабочей частоты (L_{41} – пересчитанное значение индуктивности с учетом ветви в сечении A). При этом также выполняется условие малости сдвига фаз между сечениями B и C, что позволяет далее ограничиться учетом сдвига фаз между сечениями E и F, и G и I (рис. 4.31в).

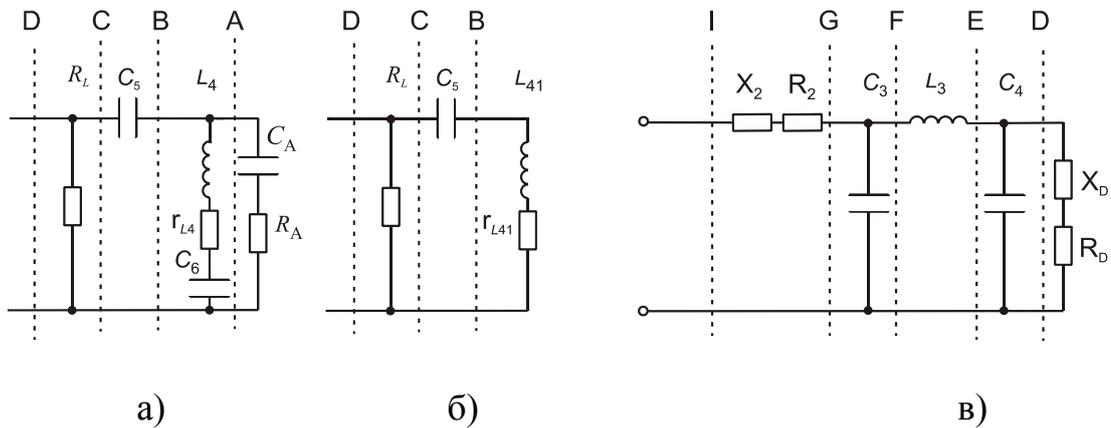


Рис. 4.31. Преобразованные эквивалентные схемы частей выходной цепи

Таким образом, определив $Z_D = R_D + jX_D$, можно составить уравнения для входного импеданса в сечении I на двух частотах и уравнение для сдвига фаз между сечениями D и I на одной частоте, получив пять уравнений для пяти неизвестных C_2 , C_3 , C_4 , L_2 и L_3

$$Z_i = R_i + jX_i = j\omega_i L_2 + R_{L2} + \frac{1}{j\omega_i C_2} +$$

$$+ \left\{ j\omega_i C_3 + \left[R_{L3} + j\omega_i L_3 + \left[j\omega_i C_4 + \frac{1}{R_{D,i} + jX_{D,i}} \right]^{-1} \right]^{-1} \right\}^{-1} \quad (4.25)$$

$$- \varphi_T = \arctan(q_E) - \arctan(q_F) + \arctan(q_G) - \arctan(q_I), \quad (4.26)$$

где $q_E = \frac{\text{Im}(Z_E)}{\text{Re}(Z_E)} \equiv \frac{X_E}{R_E}$ – добротность в сечении E, остальные обозначения ана-

логично, $i=1,2$. Введем $\omega_2 = k\omega_1$ и перейдем к сопротивлениям и проводимостям элементов цепи: $\alpha = \omega_1 C_4$, $\omega_2 C_4 = k\alpha$, $\lambda = \omega_1 L_3$, $\sigma = \omega_1 C_3$, $\nu = \omega_1 L_2$ и $\varepsilon = \omega_1 C_2$ для улучшения условий сходимости численного решения. Тогда вместо (4.25) запишется система

$$R_1 - R_{L2} = \text{Re} \left[j \left(\nu - \frac{1}{\varepsilon} \right) + \left(j\sigma + \left(R_{L3} + j\lambda + \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right] \quad (4.27)$$

$$X_1 = \text{Im} \left[j \left(\nu - \frac{1}{\varepsilon} \right) + \left(j\sigma + \left(R_{L3} + j\lambda + \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right] \quad (4.29)$$

$$R_2 - R_{L2} = \text{Re} \left[j \left(k\nu - \frac{1}{k\varepsilon} \right) + \left(jk\sigma + \left(R_{L3} + jk\lambda + \left(jk\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right] \quad (4.30)$$

$$X_2 = \text{Im} \left[j \left(k\nu - \frac{1}{k\varepsilon} \right) + \left(jk\sigma + \left(R_{L3} + jk\lambda + \left(jk\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right] \quad (4.31)$$

Импедансы в сечениях E, F и G на частоте ω запишутся

$$Z_E = \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \quad (4.32)$$

$$Z_F = R_{L3} + j\lambda + \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \quad (4.33)$$

$$Z_G = \left(j\sigma + \left(R_{L3} + j\lambda + \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1}. \quad (3.34)$$

По этим выражениям можно вычислить набег фазы в цепи (4.26).

Подобрав приближенные начальные значения параметров, и решив численно систему уравнений, получим элементы цепи, создающие годограф импеданса, имеющий вид петли и дважды пересекающий линию оптимального нагрузочного импеданса. Значения элементов цепи по результатам расчета на частоту 3 и 3,06 МГц, напряжении питания 6 В и выходной мощности 1 Вт приведены в таблице 4.5. На рис. 4.32 показан результат расчета в программе Mathcad. Экспериментальный годограф показан на рис. 4.33, метка соответствует частоте 3,2 МГц.

Табл. 4.5

Элементы автогенератора по результатам расчета

Элемент	Номинал	Элемент	Номинал
L_1	50 мкГн	L_3	1,192 мкГн
C_1	469 пФ	C_5	385 пФ
C_2	1,114 нФ	L_4	9,35 мкГн
L_2	4,049 мкГн	C_6	80 нФ
C_3	5,358 нФ	R_A	9 Ом
C_4	4,297 нФ	C_A	35 пФ

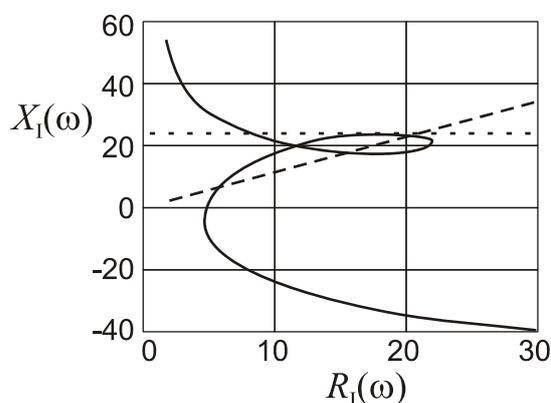


Рис. 4.32. Рассчитанный годограф импеданса

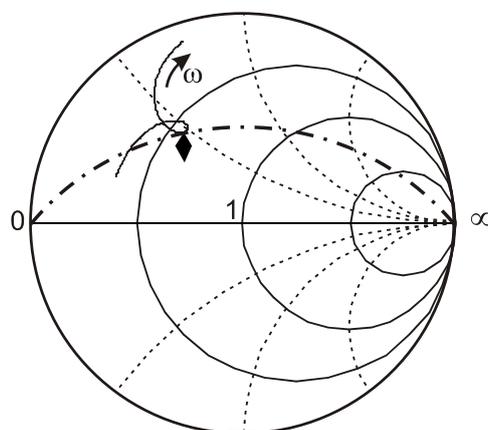


Рис. 4.33. Годограф импеданса по результатам эксперимента

Экспериментальные зависимости КПД и выходной мощности показаны на рис. 4.34.

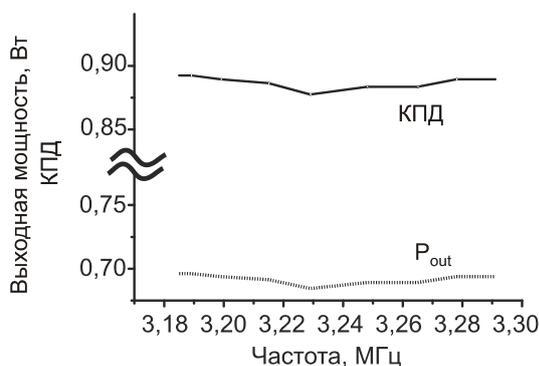


Рис. 4.34. Зависимости КПД и выходной мощности при перестройке частоты в экспериментальном макете автогенератора

Разработана, рассчитана и экспериментально проверена новая конструкция ВЧ автогенератора класса E, сохраняющего постоянную выходную мощность в диапазоне перестройки, отличающаяся меньшим количеством элементов, что позволило предложить полуаналитическую методику расчета параметров его элементов. Автогенератор может выполняться в других исполнениях и в диапазоне СВЧ.

4.5. Выводы по разделу 4

Был усовершенствован метод экспоненциального преобразования входного напряжения в выходное напряжение по приближенной зависимости с использованием нелинейной характеристики транзистора. Было проведено моделирование и найдены оптимальные режимы работы новой компактной схемы экспоненциального преобразователя напряжения, которая работает при экстремально низком напряжении питания при малом потреблении энергии. В схеме значительно повышен диапазон выходного напряжения (16 дБ улучшения линейности по сравнению с традиционными псевдо-экспоненциальными аппроксимациями) [162, 163]. Предложенная цепь обладает значительными преимуществами перед предыдущими разработками [162 - 165], такими как широкий линейный диапазон в дБ, низкое потребление мощности (0,2 мВт), низкое напряжение питания (1,25 В) и дифференциальный вход.

Была разработана схема, рассчитан и промоделирован усилитель мощности класса E на частоту 2,4 ГГц в интегральном исполнении. Примененные технические решения позволили по результатам моделирования получить выходную мощность 0,47 Вт при КПД по добавленной мощности 60%.

Проведено моделирование и экспериментальное измерение спектральной плотности мощности шума СВЧ автогенератора класса E на частоту 800 МГц. Показано, что имеется расхождение в значении спектральной мощности шума, что может указывать на возможность улучшения шумовых параметров в эксперименте.

Экспериментально измерены зависимости частоты генерации автогенератора класса E на частоту 5 МГц с использованием полевого МОП транзистора IRF510 от напряжения питания. Получены значения фазового шума в номинальном режиме работы автогенератора. Впервые полученные данные о характере изменения шума при изменении напряжения позволяют сделать вывод о существенном влиянии условий переключения транзистора на уровень фазового шума автогенераторов класса E.

Впервые получены функции импульсной чувствительности для автогенератора класса E. Проведены оценочные эксперименты по измерению шумовых параметров автогенераторов класса E методом измерения во временной области.

Для созданной новой конструкции высокочастотного автогенератора класса E с расширенным диапазоном постоянной выходной мощности при перестройке частоты разработан полуаналитический метод расчета элементов схемы.

ВЫВОДЫ

Диссертационная работа является решением комплекса вопросов, которые имеют научное и прикладное значение в разработке сверхвысокочастотных радиотехнических устройств, выполненных в виде интегральных схем на кремнии по КМОП технологии с проектными нормами 0,18 мкм.

Исходя из проведенного анализа состояния и перспектив развития теории и техники аналоговых интегральных схем микроволновых приемопередатчиков, в диссертации принята концепция исследований, базирующаяся на следующих положениях:

а). Развитие аналоговых интегральных схем СВЧ для самых массовых систем идет по пути улучшения комплекса параметров, среди которых одними из важнейших являются коэффициент шума, уровень потребляемой мощности и стоимость;

б). Существующие методы проектирования сверхвысокочастотных ИС пока не удовлетворяют потребностям практики в части концептуальных положений выбора схем и методов обработки сигнала. Для экономии ресурсов и успешного решения задач синтеза цепей необходимо иметь максимально полный объем знаний о методах построения СВЧ аналоговых ИС и о физических процессах в них;

в). С разной степенью приближения эти задачи решаются на основе общих положений теории цепей и техники СВЧ, но применительно к устройствам с экстремальным сочетанием параметров необходимо провести теоретические и экспериментальные исследования для проверки и обоснования тех или иных технических решений.

Следующие шаги по развитию методов построения СВЧ ИС по КМОП технологии предприняты в рамках данной диссертации. В ней приведено решение ряда задач, стоящих перед разработчиками ИС микроволнового диапазона при разработке трансиверов, удовлетворяющих широко используемым стандартам, и сформулированных во введении.

На основе численного моделирования, аналитических расчетов и экспериментальных исследований получены результаты, которые позволяют решить конкретные научно-технические задачи, а именно – задачи построения малошумящего трансивера на диапазон 2,4 ГГц с малым потреблением энергии от источника питания, разработку передатчика и приемника сверхширокополосных сигналов с малым потреблением энергии, разработку узлов устройств ВЧ и СВЧ техники с улучшенными параметрами.

Главные результаты диссертации – обоснование выбора схемы построения, нахождение оптимальных параметров узлов (пассивного смесителя в связке с МШУ и трансимпедансным усилителем) и их режимов, и в итоге – разработка входной части СВЧ трансивера на частоту 2,4 ГГц; теоретическое описание и оптимизация работы генератора радиоимпульсов СВЧ диапазона для построения экономичного передатчика сверхширокополосных сигналов; разработка новых узлов приемника сверхширокополосных сигналов с целью уменьшения потребляемой энергии; разработка и исследование новых конструкций функционального преобразователя напряжения и автогенератора класса E.

В соответствии с поставленной целью и сформулированными задачами исследований получены такие результаты:

1. Развита метод построения приемника СВЧ в интегральном исполнении с использованием несимметричного соединения МШУ и пассивного двойного балансного смесителя на КМОП транзисторах по 0,18 мкм технологии с решением проблем снижения фликкер шума, устранения смещения постоянной составляющей и минимизации площади ИС.

2. Разработаны и проанализированы новые конструкции смесителей и трансиверов с их использованием, в которых улучшены показатели по коэффициенту шума и линейности при снижении потребления энергии от источников питания. Субгармонический пассивный смеситель по двойной балансной схеме с использованием дифференциальных пар ключей на КМОП транзисторах позволяет снизить уровень фликкер шума в приемнике прямого усиления. Усо-

вершенствована схема активного смесителя на диапазон 5,15-5,285 ГГц путем включения в состав смесителя активной симметрирующей схемы, что позволило в целом улучшить параметры приемника по уровню шума и потребляемой мощности.

3. На основе теории изменения тока в субмикронных полевых транзисторах при захвате электронов в ловушках в диэлектрике под затвором, разработан алгоритм и программа моделирования фликкер шума в двойном балансном смесителе. Показано, что этот механизм может быть ответственен за фликкер шум в пассивном смесителе.

4. Усовершенствован метод получения коротких радиоимпульсов треугольной формы, создающих спектр излучения, удовлетворяющий требованиям стандарта. Импульсы генерируются путем использования переходных процессов нарастания и спада амплитуды колебаний при включении и выключении автогенератора, при этом дополнительный ключ обеспечивает равенство времен нарастания и спада, что создает симметричный спектра радиоимпульса с требуемым подавлением боковых лепестков спектра.

6. Усовершенствован метод создания импульса для системы сверхширокополосной связи путем формирования импульса в виде сигнала с формой 7-й производной Гауссова импульса. При моделировании получена энергия 7,4 пДж/импульс.

5. Разработана новая конструкция ВЧ автогенератора класса E с расширенным частотным диапазоном постоянной выходной мощности и проведено изучение шумовых параметров ВЧ и СВЧ автогенераторов класса E, в том числе в режиме синхронизации.

Полученные в диссертации результаты могут быть применены для разработки недорогих интегральных схем СВЧ диапазона для создания систем связи, локальных сетей, сенсорных сетей, для биомедицинских и производственных систем и домашних телекоммуникационных устройств.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Shaeffer D. K. The Design and Implementation of Low-Power CMOS Radio Receivers / Shaeffer D. K., Lee T. H. – Kluwer Academic Publishers, 2002. – 193 p.
2. Analogue IC Design: The Current-mode Approach [edited by Chris Toumazou, F. J. Lidgey, David Haigh]. – Peter Peregrinus Ltd., 1998. – 646 p.
3. Razavi B. Design of analog CMOS integrated circuits / Razavi B. – McGraw-Hill, 2001. – 684 p.
4. Wambacq P. Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits / Wambacq P., Sansen W. – Kluwer Academic Publishers, 1998. – 501 p.
5. Grebene A. B. Bipolar and MOS analog integrated circuit design / Grebene A. B. – John Wiley & Sons, 1984. – 894 p.
6. Sang-Gug Lee. Technology trends in direct conversion receivers / Sang-Gug Lee, Vladimir Krizhanovskii // The Magazine of the IEEK, Sept. 2002. – V. 29, № 9. – P. 48–67.
7. Razavi B. Design considerations for direct-conversion receivers / Razavi B. // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process. – 1997. – V. 44, № 6. – P. 428–435.
8. Abidi A. A. Direct-conversion radio transceivers for digital communications / Abidi A. A. // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1995. – V. 30, № 12. – P. 1399–1410.
9. Strange J. A direct conversion transceiver for multiband GSM application / J. Strange, S. Atkinson // IEEE Radio Frequency Integr. Circuits Symp., 10-13 June 2000: proc. – Boston, MA, USA, 2000. – P. 25–28.
10. Dermentzoglou L. A Direct Conversion Receiver Analysis for Multistandard Wireless Applications / L. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, A. Pneumatikakis // 10th Mediterranean Electrotechnical Conf., 29-31 May 2000: proc. – Lemesos, Cyprus, 2000. – V. 1. – P. 318-321.

11. Fague D. E. Performance evaluation of a Direct Conversion Radio for Tri-band GSM and GPRS Applications / Fague D. E., Nandipaku S., Norholm N.-O., Westergaard M. // IEEE Vehicular Technology Conference, 24-28 Sep. 2000: proc. – Boston, MA, 2000. – V. 3. – P. 1321–1327.
12. Zhang Z. A CMOS Self-Mixing-Free Front-End for Direct Conversion Applications / Zhang Z., Tsui L., Chen Z., Lau J. // IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 6-9 May, 2001: proc. – Sydney, 2001. – V. 4. – 2001. – P. 386–389.
13. Zhang Z. A 930 MHz CMOS DC-offset-free direct-conversion 4-FSK receiver / Zhang Z., Chen Z., Lau J., Tsui L. // IEEE International Solid-State Circuits Conference, 7 Feb. 2001: Digest of Technical Papers. – San Francisco, CA, USA, 2001. – P. 290–291.
14. Sheng L. A wide-bandwidth Si/SiGe HBT direct conversion sub-harmonic mixer/downconverter / Sheng L., Jensen J.C., Larson L.E. // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – V. 35, № 9. – P. 1329–1337.
15. Lee K. A Single-Chip 2.4-GHz Direct Conversion Receiver for Wireless Local Loop using Multiphase Deduced Frequency Conversion Technique / K. Lee // IEEE J. Solid-State Circuits, May 2001. – V. 36. – P. 800–809.
16. Svitek R. 5-6 GHz SiGe Active I/Q Subharmonic Mixers With Power Supply Noise Effect Characterization / Svitek R., Raman S. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, July 2004. – V. 14, № 7. – P. 319–321.
17. Wei H.-J. K-Band CMOS Sub-Harmonic Resistive Mixer With a Miniature Marchand Balun on Lossy Silicon Substrate / Wei H.-J., Meng C., Wu Po-Yi, Tsung K.-C. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Jan. 2008. – V. 18, № 1. – P. 40–42.
18. Changfei Yao. A novel circuit architecture for fourth subharmonic mixers / Yao Changfei, Xu Conghai, Zhou Ming, Luo Yunsheng // Journal of Semiconductors, June 2012. – V. 33, № 6. – P.065002–1–5.

19. Kivekas K. Calibration Techniques of Active BiCMOS Mixers / Kivekas K., Parssinen A., Ryyanen J., Jussila J., Halonen K. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Jun. 2002. – V. 37, № 6. – P. 766–769.
20. Parssinen A. A 2GHz Wide-Band Direct Conversion Receiver for WCDMA Applications / Parssinen A., Jussila J., Ryyanen J., Sumanen L., Halonen K.A.I. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dec. 1999. – V. 34, № 12. – P. 1893–1903.
21. Faulkner M. DC offset and IM2 Removal in Direct Conversion Receivers / Faulkner M. // IEEE Proceedings-Communications, Jun. 2002. – V. 149, № 3. – P. 179–184.
22. Kivekas K. Characterization of IIP2 and DC-Offsets in Transconductance Mixers / Kivekas K., Parssinen A., Halonen K. // IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Nov. 2001. – V. 48, № 11. – P. 1028–1038.
23. Кешнер М.С. Шум типа $1/f$ / Кешнер М.С. // ТИИЭР, февраль 1982. – Т. 70, № 2. – С. 60–67.
24. Lee Mi-young. A 1.8-V operation RF CMOS Receiver Front-End for WLAN/MAN / Lee Mi-young, Lee Y.-H. // International Journal of Control and Automation, 2013. – V. 6, № 6. – P. 219–230.
25. Camus M. A CMOS Low Loss / High Linearity Passive Mixer for 2.45 GHz Low Power Applications / Camus M., Butaye B., Viallon C., Garcia L., Parra T. // Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), 4-7 Dec. 2012: proc. – Kaohsiung, Taiwan, 2012. – P. 163–165.
26. Oppermann I. UWB wireless sensor networks: UWEN – A practical example / Oppermann I., Stoica L., Rabachin A., Shelby Z., Haapola J. // IEEE Commun. Mag., Dec. 2004. – V. 42. – P. S27–S32.
27. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems: First Report and Order.– Federal Communications Commission, Washington, DC, ET-docket 98-153, FCC 02-48, 2002.

28. Fontana R.J. Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology / Fontana R.J. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Sep. 2004. – V. 52, № 9. – P. 2087–2104.
29. Task Group 4a, IEEE 02.15 [Online] [Electronic resource]. – Available: <http://www.ieee802.org/pub/15/TG4a.html>
30. Zhao J. A SiGe BiCMOS ultra wide band RFIC transmitter design for wireless sensor networks / Zhao J., Maxey C., Narayanan A., Raman S. // Proc. Rad. Wireless Conf., 19-22 Sep. 2004. – P. 215–218.
31. Zheng Y. A novel wireless interconnect technology using impulse radio for interchip communications / Zheng Y., Zhang Y., Tong Y. // IEEE Trans. Micro. Theory Tech., April 2006. – V. 54, № 4, part II. – P. 1912–1920.
32. Stoica L. A low-complexity noncoherent IR-UWB transceiver architecture with TOA estimation / Stoica L., Rabbachin A., Oppermann I. // IEEE Trans. Micro. Theory Tech., April 2006. – V. 54, № 4, part II. – P. 1637–1646.
33. Zheng Y. A low power noncoherent CMOS UWB transceiver ICs / Zheng Y., Tong Y., Yan J., Xu Y.-P., Yeoh W. G., Lin F. // IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Dig. (RFIC), Jun. 2005: proc. – Singapore. – P. 347–350.
34. Kulkarni V. V. A 750 Mb/s, 12 pJ/b, 6-to-10 GHz CMOS IR-UWB transmitter with embedded on-chip antenna / Kulkarni V. V., Muqsith M., Niitsu K., Ishikuro H., Kuroda T. // IEEE J. Solid-State Circuits, Feb. 2009. – V. 44. – P. 394–403.
35. Park Y. An All-Digital 12 pJ/Pulse IR-UWB Transmitter Synthesized From a Standard Cell Library / Park Y., Wentzloff D. D. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, May 2011. – V. 46, № 5. – P. 1147–1157.
36. Lee S. J. A 3~5 GHz CMOS UWB Radar Chip for Surveillance and Biometric Applications / Lee S.J., Ha J.O., Jung S.H., Yoo H.J. et al. // Journal of Semiconductor Technology and Science, Dec. 2011. – V. 11, № 4. – P. 238–246.
37. Grebennikov A. RF and Microwave Transmitter Design / Grebennikov A. – John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2011. – 816 p.

38. Fortes F. A Second Harmonic Class-F Power Amplifier in Standard CMOS Technology / Fortes F., do Rosario M.J. // IEEE Trans. on MTT, 2001. – V. 49, № 6. – P. 1216–1220.
39. O'Sullivan J. A. Investigation into SiGe HBT class E/F PA efficiency at 2 GHz for VDD from 1 to 1.8 V / O'Sullivan J.A.; McCarthy K.G.; Murphy A.C.; Murphy P.J. // IEEE Micr. and Wireless Comp. Letters, April 2006. – V. 16, № 4. – P. 170–172.
40. Gao S. Microwave Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers Designs using GaN Technology and GaAs pHEMT / Gao S., Butterworth P., Sambell A., Sanabria C. et al. // The 1st European Microwave Integrated Circuits Conf., 10-13 Sept. 2006: proc. – Manchester, UK, 2006. – P. 493–496.
41. Hajimiri A. Fully integrated RF CMOS power amplifiers – a prelude to full radio integration / Hajimiri A. // IEEE Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symp., 12-14 June 2005: Digest of Papers. – 2005. – P. 439–442.
42. Tu S.H.-J. Class E RF tuned power amplifiers in CMOS technologies: theory and circuit design considerations / Tu S.H.-J. // IEEE Communications Magazine. – 2004. – V. 42, № 9. – P. 6–11.
43. Huang Min Zhe. An Integrated 2.4GHz CMOS Class F Power Amplifier / Huang Min Zhe, Bin A'ain A.K., Kordesch A.V. // IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, ICSE '06. Oct. 29 - Dec.1 2006: proc. – Kuala Lumpur, Malaysia, 2006. – P. 537–540.
44. Ellinger F. Design of a Low-Supply-Voltage High-Efficiency Class-E Voltage-Controlled MMIC Oscillator at C-Band / Ellinger F., Lott U., Bachtold W. // IEEE Tran. on MTT, January 2001. – V. 49, № 1. – P. 203–206.
45. Cantu H. I. Inverse Class E amplifier and oscillator phase noise characteristics / Cantu H.I., Mury T., Fusco V.F. // European Microwave Conf., 9-12 Oct. 2007: proc. – Munich, Germany, 2007. – P. 740–742.
46. Laskovski A. N. Class-E Oscillators as Wireless Power Transmitters for Biomedical Implants / Laskovski A.N., Yuce M.R. // 3rd Int. Symp. on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL), 7-10 Nov. 2010: proc. – Rome, 2010. – P. 1–5.

47. Gierkink S.L.J. Reduction of the 1/f Noise Induced Phase Noise in a CMOS Ring Oscillator by Increasing the Amplitude of Oscillation / Gierkink S.L.J., Wel A. v.d., Hoogzaad G., Klumperink E.A.M., van Tuijl A.J.M. // The 1998 International Symposium on Circuits and Systems, May 31-June 3, 1998: proc. – Monterey, USA, 1998. – V. 1, P. 185–188.
48. Bloom I. 1/f Noise Reduction of Metal-Oxide-Semiconductor Transistors by cycling from inversion to accumulation / Bloom I., Nemirovsky Y. // Applied Physics Letters, 15 April 1991. – V. 8 (15). – P. 1664–1666.
49. Gierkink S. L. J. Intrinsic 1/f Device Noise Reduction and its Effect on Phase Noise in CMOS Ring Oscillators / Gierkink S. L. J., Klumperink E. A. M, van der Wel A. P., Hoogzaad G., et al. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, July 1999. – V. 34, № 7. – P. 1022–1025.
50. Low Rate Wireless Personal Area Networks, IEEE P802.15.4/D18, Jan. 2005, draft standard.
51. Krizhanovskii V. A Direct Conversion CMOS Front-End for 2.4 GHz Band of IEEE 802.15.4 Standard / Krizhanovskii V., Nguyen T.-K., Lee S.-G., Choi J.-C. // IEEE Asian Solid-State Circuits Conf., Nov. 2005: proc. – Hsinchu, Taiwan, 2005. – P. 449–451.
52. Nguyen T.-K. A Low-Power RF Direct-Conversion Receiver/Transmitter for 2.4-GHz-Band IEEE 802.15.4 Standard in 0.18- μm CMOS Technology / Nguyen T.-K., Krizhanovskii V., Lee J., Han S.-K., Lee S.-G., Kim N.-S., Pyo Ch.-S. // IEEE Trans. on MTT. – 2006. – V. 54, № 12. – P. 4062–4071.
53. Krizhanovskii V. 0,18 μm CMOS LNA and mixer for wireless LAN applications Proceeding / Krizhanovskii V., Nguyen Trung Kien, Sang-Gug Lee // Microwave and Telecommunication Technology: 12th Int. Crimean Conf., 9-13 Sept. 2002: proc. – Sevastopol, Ukraine, 2002. – P. 137–138.
54. Krizhanovskii V. 0,18 μm CMOS sub-harmonic mixer for 2.4 GHz IEEE802.15.4 transceiver / Krizhanovskii V., Lee S.-G. // Microwave and Telecommunication Technology: 14th Int. Crimean Conf., 13-17 Sept. 2004: proc. – Sevastopol, Ukraine, 2004. – P. 141–142.

55. Крыжановский В. В. Моделирование фликкер-шума в схеме смесителя на MOSFET / Крыжановский В. В., Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г., Бондарев Б. В. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 18-я Межд. Крымская конф., 8-12 сент. 2008 г.: материалы конф.– Севастополь, Украина, 2008. – С. 137–138.
56. Razavi B. A low-power 2.4-GHz receiver CMOS for 802.11b / Razavi B. // IEEE J. Solid-State Circuits, Feb. 2003. – V. 38, № 2. – P. 176–183.
57. Darabi H. A 2.4-GHz CMOS transceiver for Bluetooth / H. Darabi., S. Khorram, H.-M. Chien, M.-A. Pan et al // IEEE J. Solid-State Circuits, Dec. 2001. – V. 36, № 12. – P. 2016–2024.
58. Zolfaghari A. A low-power 2.4-GHz transmitter/receiver CMOS IC / Zolfaghari A., Razavi B. // IEEE J. Solid-State Circuits, Feb. 2003. – V. 38, № 2. – P. 176–183.
59. Choi P. An experimental coin-size radio for extremely low-power WPAN (IEEE 802.15.4) application at 2.4 GHz / P. Choi, H. C. Park, S. Kim, S. Park, et al // IEEE J. Solid-State Circuits, Dec. 2003. – V. 38, № 12. – P. 2258–2268.
60. Beffa F. A 6.5-mW receiver front-end for Bluetooth in 0.18 μm CMOS / F. Beffa, R. Vogt, W. Bachtold, E. Zellweger // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Jun. 2002: proc. – Seattle, USA, 2002. – V. 1. – P. 501–504.
61. Jarvinen J. A. M. 2.4 GHz receiver for sensor applications / J. A. M. Jarvinen, J. Kaukuvuori, J. Ryyanen, J. Jussila et al. // IEEE J. Solid-State Circuits, Jul. 2005. – V. 40, № 7. – P. 1426–1433.
62. Kim S. A single-chip 2.4 GHz low-power CMOS receiver and transmitter for WPAN applications / S. Kim, I. Nam, T. Kim, K. Kang // Proc. IEEE Eur. Solid-State Circuits Conf., Sep. 2003: proc. – Estoril, Portugal. – P. 163–166.
63. Byun S. A low power CMOS Bluetooth RF transceiver with a digital offset canceling DLL-based GFSK demodulator / S. Byun, C.-H. Park, Y. Song, S. Wang, et al. // IEEE, J. Solid-State Circuits, Oct. 2004. – V. 39, № 10. – P. 1609–1618.
64. del Mar Hershenson M. Automated design of folded-cascode op-amps with sensitivity analysis / del Mar Hershenson M., Boyd S.P., Lee T.H. // Circuits and

- Systems: IEEE Int. Conf. on Electronics, 1998: proc. – Lisboa, Portugal, 1998. – V. 1. – P. 121–124.
65. Crols J. CMOS Wireless Transceiver Design / Crols J., Steyaert M.S.J. – Boston, MA: Kluwer, 1997. – 240 p.
 66. Razavi B. Challenges in portable RF transceiver design / Razavi B. // IEEE Circuits Devices Mag, Dec. 1996. – V. 12, № 12. – P. 12–25.
 67. Lee T. H. 5-GHz CMOS wireless LANs / Lee T. H. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Jan. 2002. – V. 50, № 1. – P. 268–280.
 68. Crols J. A single-chip 900 MHz CMOS receiver front-end with a high performance low-IF topology / Crols J., Steyaert M.S.J. // IEEE J. Solid-State Circuits, Dec. 1995. – V. 30, № 12. – P. 1483–1492.
 69. Mirabbasi S. Classical and modern receiver architecture / Mirabbasi S., Martin K. // IEEE Commun. Mag., Nov. 2000. – V. 38, № 11. – P. 132–139.
 70. Lee M. An integrated low power CMOS baseband analog design for direct conversion receiver / Lee M., Kwon I., Lee K. // IEEE Eur. Solid-State Circuits Conf., Sep. 21-23, 2004: proc. – Leuven, Belgium, 2004. – P. 79–82.
 71. . Oh N.-J. Building A 2.4-GHz radio transceiver using IEEE 802.15.4 / Oh N.-J., Lee S.-G. // IEEE Circuits Devices Mag., Nov.-Dec. 2005. – V. 43, № 6. – P. 43–51.
 72. Oh N.-J. A CMOS 868/915 MHz direct conversion ZigBee single-chip radio / Oh N.-J., Lee S.-G., Ko J. // IEEE Commun. Mag., Dec. 2005. – V. 43, № 12. – P. 100–109.
 73. Friis H.T. Noise figures of radio receivers / Friis H.T. // Proc. IRE, Jul. 1944. – V. 32, № 7. – P. 419–422.
 74. Razavi B. RF Microelectronics / Razavi B. – Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998. – 335 p.
 75. Lee T. H. The Design of CMOS Radio Frequency Integrated Circuits / Lee T. H. – Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1998. – 598 p.

76. Zhou S. A CMOS Passive Mixer With Low Flicker Noise for Low-Power Direct-Conversion Receiver / Zhou S., Chang M.-C.F. // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, May 2005. – V. 40, № 5. – P. 1084–1093.
77. Shaeffer D. K. A 1.5 V, 1.5 GHz CMOS low noise amplifier / Shaeffer D. K., Lee T. H. // *IEEE J. Solid-State Circuits*, May 1997. – V. 32, № 5. – P. 745–758.
78. Voinigescu S. P. A scalable high-frequency noise model for bipolar transistors with application optimal transistor sizing for low-noise amplifier design / Voinigescu S. P., Maliepaard M. C., Showell J. L., Babcock G. E., et al. // *IEEE J. Solid-State Circuits*, Sep. 1997. – V. 32, № 9. – P. 1430–1439.
79. Nguyen T.-K. CMOS low noise amplifier design optimization techniques / Nguyen T.-K., Kim C.-H., Ihm G.-J., Yang M.-S., Lee S.-G. // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, May 2004. – V. 52, № 5. – P. 1433–1442.
80. Goo J. K. A noise optimization technique for integrated low noise amplifiers / Goo J. K., Ahn H.-T., Ladwig D. J., Yu Z., et al. // *IEEE J. Solid-Stage Circuits*, Aug. 2002. – V. 37, № 8. – P. 994–1002.
81. Andreani P. Noise optimization of an inductively degenerated CMOS low noise amplifier / Andreani P., Sjolund H. // *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, Sep. 2001. – V. 48, № 9. – P. 835–841.
82. Song W. C. High frequency/high dynamic range CMOS VGA / Song W. C., Oh C.J., Cho G.H., Jung H. B. // *Electron. Lett.*, Jun. 2000. – V. 36. – P. 1096–1098.
83. Tsividis Y. P. Operation and Modeling of the MOS Transistor / Tsividis Y. P. – New York: McGraw-Hill, 1987. – 505 p.
84. Shahani A. R. A 12 mW wide dynamic range CMOS front-end for a portable GPS receiver / Shahani A. R., Shaeffer D. K., Lee T. H. // *IEEE J. Solid-Stage Circuits*, Dec. 1997. – V. 32, № 12. – P. 2061–2070.
85. Sacchi E. A 15mW, 70 kHz 1=f corner direct conversion CMOS receiver / Sacchi E., Bietti I., Erba S., Tee L., et al. // *Proc. IEEE Custom Integrated Circuit Conf.*, Sep. 2003. – P. 459–462.

86. Valla M. A 72-mW CMOS 802.11a direct conversion front-end with 3.5-dB NF and 200-kHz $1/f$ noise corner / Valla M., Montagna G., Castello R., Tonietto R., Bietti I. // IEEE J. Solid-State Circuits, Apr. 2005. – V. 40, № 4. – P. 970–977.
87. Bao Kuan. A wideband current-commutating passive mixer for multi-standard receivers in a 0.18 μm CMOS / Bao Kuan, Fan Xiangning, Li Wei, Wang Zhi-gong // Journal of Semiconductors, Jan. 2013. – V. 34, № 1. – P. 015003-1-9.
88. Khatri H. Distortion in current commutating passive CMOS down conversion mixers / Khatri H, Gudem P S, Larson L.E. // IEEE Trans Microw. Theory Tech, 2009. – № 57(11). – P. 2671–2681.
89. Веб-сайт компании Agilent Technology www.agilent.com
90. Веб-сайт компании Cadence Design Systems, Inc. www.cadence.com
91. R. J. Baker. CMOS, Circuit Design, Layout, and Simulation / R. J. Baker. – New York: IEEE Press. – Wiley-Interscience, 2010. – 1173 p.
92. Samavati H. A 5 GHz CMOS wireless LAN receiver front-end / Samavati H., Rategh H. R., Lee T. H. // IEEE J. Solid-State Circuits, May 2000. – V. 35, № 5. – P. 765–772.
93. Kim J.-P. Linearity vs Q-factor of loads for RF amplifiers / Kim J.-P., Park S.-S., Lee S.-G. // Microw. Opt. Technol. Lett., May 2003. – V. 37. – P. 286–288.
94. National Instruments, Development Library [Online]. – Available: <http://zone.ni.com/devzone/conceptd.nsf/webmain/78A610B94390680486256D0B005403E8>
95. McWhorter A. L. $1/f$ noise and germanium surface properties / McWhorter A.L. // Semiconductor Surface Physics. – Philadelphia: University of Pennsylvania Press, 1957. – P. 207–228.
96. Hung K. K. A unified model for the flicker noise in MOSFET / Hung K. K., Ko P. K., Hu Ch., Cheng Y. C. // IEEE Trans. on Electron devices, 1990. – V. 37, № 3. – P. 654–664.
97. Tian H. Analysis of $1/f$ noise in switched MOSFET circuits / Tian H., El Garmal A. // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Feb 2001. – V. 48, № 2. – P. 151–157.

98. D. M. Fleetwood. Unified model of hole trapping, $1/f$ noise, and thermally stimulated current in MOS devices / D. M. Fleetwood, H. D. Xiong, Z.Y. Lu, C. J. Nicklaw, et al. // IEEE Trans. Nucl. Sci., 2002. – V. 49. – P. 2674–2683.
99. Theodorou C. G. Origin of the low-frequency noise in n-channel FinFETs / Theodorou C. G., Fasarakis N., Hoffman T., Chiarella T., et al. // Solid-State Electronics, 2013. – № 82. – P. 21–24.
100. Koh J. A complementary switched MOSFET architecture for the $1/f$ noise reduction in linear analog CMOS ICs / Koh J., Schmitt-Landsiedel D., Thewes R., Brederlow R. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, June 2007. – V. 42, № 6. – P. 1352–1361.
101. van der Wel A. P. Measurement of the Low Frequency Noise of MOSFETs Under Large Signal RF Excitation / van der Wel A. P., Klumperink E.A.M., Nauta B. // Proceedings of the ProRISC, Veldhoven, Netherlands, 2002. – P. 543–546.
102. Schmid H. Offset, flicker noise, and ways to deal with them / H. Schmid // Circuits at the Nanoscale Communications, Imaging, and Sensing [edited by K. Iniewski]. – CRC Press, 2008. – P. 95–115.
103. Liu F. Study of Random Telegraph Signals in Single-Walled Carbon Nanotube Field Effect Transistors / Liu F., Wang L.K., Li C., Zhou C. // IEEE Transactions on Nanotechnology, September 2006. – V. 5, № 5. – P. 441–445.
104. W. Liu. BSIM3v3.2.2 MOSFET model user's manual / W. Liu, X. Jin, J Chen, M.-C. Jeng et al. – The Regents of the University of California, 1999. – 228 p.
105. Darabi H. Noise in RF-CMOS mixers: a simple physical model / Darabi H., Abidi A. A. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Jan. 2000. – V. 35, № 1. – P. 15–25.
106. Jackson B. R. A CMOS Subharmonic Mixer With Input and Output Active Baluns / Jackson B. R., E. Saavedra C. // Microwave and Optical Technology Letters, December 2006. – V. 48, № 12. – P. 2472–2478.
107. Yoo S. A 5.8 GHz OFDM GaAs MESFET MMIC Chip Set / Yoo S., Heo D., Lee C-H., Matinpour S., et al. // Digest IEEE MTT-S International Microwave

- Symposium, June 11-16, 2000: proc. – Boston, Massachusetts, 2000. – V. 3. – P. 1273–1276.
108. Tuan-Anh Phan. A 18-pJ/Pulse OOK CMOS Transmitter for Multiband UWB Impulse Radio / Tuan-Anh Phan, J. Lee, V. Krizhanovskii, S.-K. Han, S.-G. Lee // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, September 2007. – V. 17, № 9. – P. 688–690.
109. A. T. Phan. Energy-efficient low-complexity CMOS pulse generator for multi-band UWB impulse radio / A. T. Phan, J. Lee, V. Krizhanovskii, Q. Le, S.-K. Han and S.-G. Lee // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, 2008. – V. 55, № 11. – P. 3552–3563.
110. Tuan-Anh Phan. Low-Power CMOS Energy Detection Transceiver for UWB Impulse Radio System / Tuan-Anh Phan, Krizhanovskii V., Sang-Gug Lee // Custom Integrated Circuits Conference, 2007, IEEE; 10/2007. – P. 675–678.
111. Tuan-Anh Phan. 4.7pJ/pulse 7th Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio UWB / Tuan-Anh Phan, Krizhanovskii V., Seok-Kyun Han, Sang-Gug Lee // IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2007: proc. – New Orleans, Louisiana, USA, 2007. – P. 3043–3046.
112. Свідоцтво № 13 про державну реєстрацію топографії інтегральної мікросхеми, Україна. 0,18 мкм КМОН підсилювач потужності для надширококугових систем зв'язку малого радіусу дії / Крижановський В. В., Данилов В. В., Крижановський В. Г. ; заявник і власник Донецький національний університет. – т 2012 00001 ; заявл. 09.04.2012 ; опубл. 10.12.2012, Бюл. № 23 ; пріоритет 10.12.2012 – 4 с.
113. Makarov D. G. CMOS 0.18- μm Integrated Power Amplifier for UWB Systems / Makarov D. G., Krizhanovskii V. V., Chang Shu., Krizhanovskii V. G. // 4th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 15-19 Sept., 2008: proc. – Ukraine, Sevastopol, Kharkiv, KNU, 2008. – P. 153–155.
114. Choi Y.H. Gated uwb pulse signal generation / Choi Y.H. // IEEE Joint Int. Workshop of UWBST and IWUWBS, May 2004. – P. 122–124.

115. Azakkour A. A new integrated monocycle generator and transmitter for ultra-wideband (UWB) communications / Azakkour A., Regis M., Pourchet F., Alquie G. // IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Dig.(RFIC) Symposium, June 2005. – P. 79–82.
116. Wentzloff D. D. Gaussian pulse generators for subbanded ultra-wideband transmitters / D. D. Wentzloff, A. P. Chandrakasan // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Apr. 2006. – V. 54, № 4. – P. 1647–1655.
117. Ryckaert J. Ultra-Wideband transmitter for low-power Wireless Body Area Networks design and evaluation / J. Ryckaert, C. Desset, A. Fort, M. Badaroglu, et al. // IEEE Trans.Circuits Syst.-Part I, Dec. 2005. – V. 52, № 12. – P. 2515–2525.
118. Chen X. Monocycle shapes for ultra wideband system / Chen X., Kiaei S. // IEEE Int. Symp. Circuits And Systems, May 2002. – V. 1. – P. 597–600.
119. Ang W.T. High-Order Monocycle Design and Its Waveform-Generating Circuit for UWB Communications / Ang W.T., Chen Jie Lv T. // IEEE Trans. Circuits Syst, Aug. 2007. – Part I, V. 54, № 8. – P. 1657–1665.
120. Sheng H. On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission / H. Sheng, P. Orlik, A.M. Haimovich, L.J. Cimini // IEEE Int. Conf. Communications (ICC), May 2003. – V. 1. – P. 738–742.
121. Han J. A new ultra-wideband, ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing / Han J., Nguyen C. // IEEE Micro. Wireles. Compon. Lett., Jun. 2002. – V. 12, № 6. – P. 206–208.
122. Han J. On the development of a compact subnanosecond tunable monocycle pulse transmitter for UWB applications / J. Han, C. Nguyen // IEEE Trans. Micro. Theory Tech., Jan. 2006. – V. 54, № 1. – P. 285–293.
123. Gerrits J.F.M. Wavelet generation circuit for UWB impulse radio applications / Gerrits J.F.M., Farserotu J.R. // Electron. Lett., Dec. 2002. – V. 38, № 25. – P. 1737–1738.
124. Terada T. A CMOS Ultra-wideband impulse radio transceiver for 1-Mb/s data communications and ± 2.5 -cm ranging / T. Terada, S. Yoshizumi,

- M. Muqsith, Y. Sanada // IEEE J.Solid-State Cicuits, April 2006. – V. 41, № 4. – P. 891–898.
125. Norimatsu T. A UWB-IR transmitter with digitally controlled pulse generator / T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki et al. // IEEE J.Solid-State Cicuits, Jun. 2007. – V. 42, № 6. – P. 1300–1309.
126. Smaini L. Single-chip CMOS pulse generator for UWB systems / L. Smaini, C. Tinella, D. Helal, C. Stoecklin // IEEE J. Solid-State Circuits, Jul. 2006. – V. 41, № 7. – P. 1551–1561.
127. Ahmet Oncu. 22-29GHz CMOS Pulse Generator for Ultra-Wideband Radar Application / A. Oncu, B. Badalawa, B.M. Wasanthamala, M. Fujishima // IEEE Journal Solid-State Circuits, 2007. – № 42 (7). – P. 1464–1471.
128. Wentzloff D. D. A 47pJ/pulse 3.1-to-5GHz All-Digital UWB Transmitter in 90nm CMOS / Wentzloff D. D., Chandrakasan A. P. // IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., Feb. 2007: proc. – San Francisco, CA, 2007. – P. 118–119.
129. Ryckaert J. Carrier-based UWB impulse radio simplicity flexibility and pulser implementation in 0.18-micron CMOS / J. Ryckaert, M. Badaroglu, C. Desset, V. De Heyn // IEEE Int. Conf. Ultra Wideband, Sept. 2005: proc. – Zurich, Switzerland, 2005. – P. 432–437.
130. J. van der Tang. High Frequency Oscillator Design for Integrated Transceivers / J. van der Tang, D. Kasperkovitz, A. van Roermund. – Kluwer Academic Publishers, Boston, 2003. – 343 p.
131. Grebennikov A. RF and Microwave Transistor Oscillator Design / Grebennikov A. – Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 441 p.
132. Rusznyak A. Start-up time of CMOS oscillator / A. Rusznyak // IEEE Trans. Circuits Syst., Mar. 1987. – Part I, V. 34, № 3. – P. 259–268.
133. Bagga S. Long, Codesign of an impulse generator and miniaturized antenna for IR-UWB / S. Bagga, A. Vorobyov, S. Haddad, A. G. Yarovoy et al. // IEEE Trans. Micro. Theory Tech., June. 2006. – V. 54, № 4. – P. 1656–1666.

134. Lee J. System-on-package ultra-wideband transmitter using CMOS impulse generator / J. Lee, Y. Park, M. Kim, C. Yoon, et al. // *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.*, June 2006. – V. 54, № 4. – P. 1667–1674.
135. Wang S. B. T. Circuit modeling methodology for UWB omnidirectional small antennas / S. B. T. Wang, A. M. Niknejad, R. W. Brodersen // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, April 2006. – V. 24, № 4. – P. 871–877.
136. Datta P. K. A Transceiver Front-End for Ultra-Wide-Band Applications / P. K. Datta, Xi Fan, G. Fischer // *IEEE Trans. Circuits Syst.*, April 2007. – Part II, V. 54, № 4. – P. 362–366.
137. Berny A. D. A 1.8-GHz LC VCO with 1.3-GHz tuning range and digital amplitude calibration / A. D Berny, A. M Niknejad, R. G Meyer // *IEEE J. Solid-State Circuits*, April 2005. – V. 40, № 4. – P. 909–917.
138. Joehl N. A lowpower 1-GHz super-regenerative transceiver with time-shared PLL control / N. Joehl, C. Dehollain, P. Favre, P. Deval, M. Declerq // *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jul. 2001. – V. 36, № 7. – P. 1025–1031.
139. Dubouloz S. Performance analysis of LDR UWB non-coherent receivers in multipath environments / S. Dubouloz, B. Denis, S. Rivaz, L. Ouvry // *IEEE Int Conf. Ultra Wideband*, Sept. 2005: proc. – Zurich, Switzerland, 2005. – P. 491–496.
140. S. Rodriguez Duenas. CMOS UWB IR Non-Coherent Receiver for RF-ID Applications / S. Rodriguez Duenas, Xinzhong Duo, S. Yamac, M. Ismail // *IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems*, June 2006. – P. 213–216.
141. Brent Parr. A Novel Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm / Brent Parr, Byung Lok Cho, Kenneth Wallace, Zhi Ding // *IEEE Comm. Letters*, May 2003. – V. 7, № 5. – P. 219–221.
142. Yuanjin Zheng. A low power non-coherent CMOS UWB transceiver ICs / Yuanjin Zheng, Yan Tong, Jiangnan Yan, Yong-Ping Xu, et al. // *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp., Digest of Papers*, 12-14 June, 2005. – P. 347–350.

143. Kim H. Fifth-derivative Gaussian pulse generator for UWB system / Kim H., Joo Y. // IEEE Radio Frequency integrated Circuits Symp., 12-14 June 2005. – P. 671–674.
144. Stoica L. An ultra wideband Tag circuit transceiver architecture / L.Stoica, S.Tiuraniemi, A. Rabbachin, I. Oppermann // Joint Ultra-Wideband Syst. Technol. Conf., May 2004: proc. – Japan, 2004. – P. 258–262.
145. Mun-Sook Jung. A 2.7 to 9.3 GHz CMOS wideband amplifier combined with high pass filter for UWB system / Mun-Sook Jung, Chang-Wan Kim, Phan Tuan Anh, Hoon-Tae Kim, and Sang-Gug Lee // 7th Int. Conf. on Advanced Communication Technology, Feb. 2005: proc. – Phoenix Park, Korea, 2005. – P. 56–60.
146. Bernstein S. L. Optimum detectors of pseudonoise waveforms. / Bernstein S. L. // Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory: Technical Note 1974-37 Esd-Tr-74-225. 19 June 1974. – 22 p.
147. Mroue M. An analog CMOS pulse energy detector for IR-UWB non-coherent HDR receiver / M. Mroue, S. Haese // International Conference on Ultra-Wideband, 24-27 Sep 2006: proc. – Waltham, MA, 2006. – P. 557–562.
148. Bahubalindrani G. A CMOS Energy-Detector for Impulse-Radio UWB Noncoherent Receivers / Bahubalindrani G., Duarte C., Oliveira D., Tavares V. G., Videnovic-Misic M. // 18th Telecommunications forum TELFOR 2010, Nov. 23-25, 2010: proc. – Serbia, Belgrade, 2010. – P. 445–448.
149. Khoury J. Sampled-Data and Continuous-Time Squarers in MOS Technology / Khoury J.; Nagari K.; Trosino J. // IEEE J. Sol. St. Circ., Aug. 1990. – V. 25, № 4. – P. 1032–1035.
150. Changsik Yoo. A Common-Gate Switched 0,9 W Class-E Power Amplifier with 41 % PAE in 0.25- μ m CMOS / Changsik Yoo, Qiuting Huang // IEEE Journal of Solid-State Circuits, May 2001. – V. 36, № 5. – P. 823–830.
151. Sowlati T. A 2.4-GHz 0.18- μ m CMOS Self-Biased Cascode Power Amplifier / Sowlati T., Leenaerts D.M.W. // IEEE J. S-S. Circuits. – 2001. – V. 36. – P. 823–830.

152. Duong Q.-H. Low-voltage, high dB-linear, exponential V-V converter / Duong Q.-H., V. Krizhanovskii, Choi H.-C., Yun, S.-J., et al. // *Electronics Letters*, Issue 17-19 Aug. 2004. – V. 40 – P. 1032–1034.
153. Макаров Д. Г. Расчет и моделирование усилителя класса E в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц / Макаров Д. Г., Крыжановский В. В. // *Радиофизика и электроника: ИРЭ НАН Украины*, 2007. – Т. 12, № 2. – С. 439–443.
154. Крыжановский В. В. Экспериментальное исследование фазового шума ВЧ автогенератора класса E / Крыжановский В. В., Чернов Д. В. // *Вісник Донецького національного університету: Сер. А: Природничі науки*, 2010. – Вип. 2. – С. 123–126.
155. Принцовский В. А. Фазовые шумы автогенератора СВЧ класса E / Принцовский В. А., Крыжановский В. В. // *Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2008»*: 4-я межд. мол. науч.-техн. конф., 21-25 апреля 2008 г.: материалы конференции – Украина, Севастополь: СевНТУ, 2008. – С. 161.
156. Krizhanovskii V. V. Experimental Study of Phase Noise in Synchronized HF Class E Oscillator / Vladimir V. Krizhanovskii // *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: XIth Int. Conf. TCSET'2012, February 21-24, 2012: proc.* – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012 – P. 171.
157. Крыжановский В. В. Моделирование функции импульсной чувствительности генератора класса E / Крыжановский В. В. // *Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій «РТ-2013»*: 9-а міжн. мол. наук.-техн. конф., Севастополь, 22-26 квітня 2013 р.: матеріали конф. – Севастополь: СевНТУ, 2013. – С. 66.
158. Krizhanovskii V. V. Time Domain Measurement of the Class E Oscillator Frequency Stability / Krizhanovskii V. V., Sergienko S. P. // *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: XIIth Interna-*

tional Conference TCSET'2014, February 25 - March 1, 2014: proc. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2014. – P. 234.

159. Патент на корисну модель № 92161, Україна. МПК H03B 5/00. Крижановський В. В., Чернов Д. В., Охрименко Ю. Г., Данилов В. В. Автогенератор класу Е. Опубліковано 11.08.14. Бюл. №15.
160. Охрименко Ю. Г. Расчет шумов автогенератора класса Е на основе функции отклика на импульсное воздействие / Охрименко Ю. Г., Крыжановский В. В., Соловей Д. А. // Наукова конф. проф.-викл. складу, наук. співробітників і аспірантів Донецького нац. універ., 2011 р.: матеріали конф. – Донецьк, ДонНУ, 2011. – Т.1. – С. 159–160.
161. Крыжановский В. В. Расчет функции импульсной чувствительности ключевого автогенератора / Крыжановский В. В., Данилов В. В. // Наукова конф. Донецького нац. універ. за підсумками науково-дослідної роботи за період 2011-2012 рр.: матеріали конф. – Донецьк, ДонНУ, 2013. – Том. 1. – С. 140–141.
162. Liu W. CMOS exponential function generator / Liu W., Liu S. // Electron. Lett. – 2003. – № 39(1). – P. 1–2.
163. Motanemd A. CMOS exponential current-to-voltage converter / Motanemd A., Hwang C., Ismail M. // Electron. Lett. – 1997. – № 33(12). – P. 998–1000.
164. Liu W. Realisation of exponential V-I converter using composite NMOS transistors / Liu W., Chang C., Liu S. // Electron. Lett., 2000. – № 36 (1). – P. 8–10.
165. Chang C.-C. Current-mode pseudo-exponential circuit with tunable input range / Chang C.-C., Liu S. // Electron. Lett., 2000. – № 36 (16). – P. 1335–1336.
166. De La Cruz Blas C.A. Novel Low-Power High-dB Range CMOS Pseudo-Exponential Cells / De La Cruz Blas C.A., López-Martín A. // ETRI Journal, Dec. 2006. – V. 28, № 6. – P. 732–738.
167. Fontana R.J. Recent Advances in Ultra Wideband Radar and Ranging Systems / Fontana R.J., Foster L.A., Fair B., Wu D. // IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2007: proc. – Singapore, 2007. – P. 19–25.

168. Mertens K.L.R. A 700-MHz fully differential CMOS Class-E power amplifier / Mertens K.L.R., Steyaert M.S.J. // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Feb. 2002.–V. 37, № 2. – P. 137–141.
169. Tan Y. A 900-MHz fully integrated SOI power amplifier for single-chip wireless transceiver applications / Tan Y., Kumar M., Sin J.K.O., Shi L.X. // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Oct. 2000. – V. 35 (10). – P. 1481–1486.
170. Sowlati T. Low voltage, high efficiency GaAs Class E power amplifiers for wireless transmitters / Sowlati T., Salama C.A.T., Sitch J., Rabjohn G. // *IEEE Journal of Solid-state circuits*, October 1995. – V. SC-30. – № 10. – P. 1074–1080.
171. Yoo C. A Common-Gate Switched 0.9-W Class-E Power Amplifier with 41% PAE in 0.25- μm CMOS / Yoo C., Huang Q. // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, May 2001. – V. 36, № 5. – P. 823–830.
172. Grebennikov A. *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers* / Grebennikov A., Sokal N. J., Franco M. J. – Oxford, Academic Press, Elsevier, 2012. – 677 p.
173. Grebennikov A. V. Class E With Parallel Circuit – A New Challenge For High-Efficiency RF And Microwave Power Amplifiers / Grebennikov A. V., Jaeger H. // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2002, Paper TJ2D-1: proc. – Seattle, WA, USA, 2002. – P. 1627–1630.
174. Tsai K.-S. A 1.9 GHz, 1-W CMOS class-E power amplifier for wireless communications / Tsai K.-S., Gray P.R. // *IEEE J. Solid-State Circuits*, July 1999. – V. 34, № 7. – P. 962–970.
175. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Фуско В. [пер. с англ.] – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
176. Römisch S. Experimental Investigation of Phase Noise in High-Efficiency Class-E Amplifiers / Römisch S., Weiss M.D. // *IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Joint 50th Anniversary Conference*, 23-27 Aug. 2004: proc. – Montreal, Canada, 2004. – P. 718–724.

177. Крыжановский В. Г. Автогенератор класса E СВЧ диапазона / Крыжановский В. Г., Принцовский В. А. // Изв. ВУЗов Радиоэлектроника, 2006. – Т. 49, № 11. – С.43–51.
178. Rao Gudimetla V.S. Design and Validation of the Load Networks for Broadband Class E Amplifiers Using Nonlinear Device Model / Rao Gudimetla V.S., Kain A.Z. // MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, 1999: proc. Anaheim, CA, USA, 1999. – V. 2. – P. 823–826.
179. Marković M. Nonlinear modeling of Class-E power Amplifiers / Marković M., Kain A., Popović Z. // Int. J. RF and Microwave CAE. – 1999. – V. 9. – P. 99–103.
180. Hajimiri A. A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators / Hajimiri A., Lee T. H. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Feb. 1998. – V. 33, № 2. – P. 179–194.
181. Kazimierczuk M. K. Class-E MOSFET tuned power oscillator design procedure / Kazimierczuk M. K., Krizhanovski V. G., Rassokhina J. V., Chernov D. V. // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, June 2005. – V. 52, Issue 6. – P. 1138–1147.
182. IRF510 datasheet. www.datasheetcatalog.com.22.10.2010
183. Mediano A. Frequency Limitation of High-Efficiency Class E tuned RF Power amplifier Due to a Shunt Capacitance / Mediano A., Molina P. // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., MO4C-4, June 13-19, 1999: proc. – Anaheim, California, USA, 1999. – P. 363–366.
184. Крыжановский В. Г. Методика разработки и характеристики автогенератора класса E / Крыжановский В. Г., Рудякова А. Н., Чернов Д. В. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – № 2.– С. 9–12.
185. Крыжановский В. Г. Амплитудно-фазовая конверсия в усилителях класса E / Крыжановский В. Г., Принцовский В. А. // Международная конференция: СВЧ-техника и оптоэлектроника, 2005: материалы конф. – Харьков: АН-ПРЭ, ХНУРЭ, 2005. – С. 105–107.

186. Ramírez F. Phase-Noise Analysis of Injection-Locked Oscillators and Analog Frequency Dividers / F. Ramírez, M. Pontón, S. Sancho, A. Suárez // IEEE Trans. On Microwave Theory Techn., Feb. 2008. – V. 56, № 2. – P. 393–407.
187. Kazimierczuk M. K. Injection-Locked Class-E Oscillator / M. K. Kazimierczuk, V. G. Krizhanovski, Ju.V. Rassokhina, D. V. Chernov // IEEE Trans. On Circuits and Systems I. Regular Papers., June 2006. – V. 53, № 6. – P. 1214–1222.
188. Lee T. H. Oscillator Phase Noise: A Tutorial / Lee T. H., Hajimiri A. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, March 2000. – V. 35, № 3. – P. 326–336.
189. Hajimiri A. Jitter and Phase Noise in Ring Oscillators / Hajimiri A., Limotyrakis S., Lee T. H. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, June 1999. – V. 34, № 6. – P. 790–804.
190. Brambilla A. Computation of Period Sensitivity Functions for the Simulation of Phase Noise in Oscillators / Brambilla A., Maffezzoni P., Gajani G. S. // IEEE Transactions on Circuits and Systems, I: Regular Papers, April 2005. – V. 52, № 4. – P. 681–694.
191. Raab F. H. Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifiers Based Upon a Finite Number of Harmonics / Raab F. H. // IEEE Trans. of MTT, Aug. 2001. – V. 49, № 8. – P. 1462–1468.
192. Riley W.J. Handbook of Frequency Stability Analysis. / Riley W.J. – NIST Special Publication 1065. – 2008. – 124 p.
193. Рутман Ж. Характеристики неустойчивости фазы и частоты сигналов высокостабильных генераторов / Рутман Ж. // ТИИЭР, 1978. – Т. 66, № 9. – С. 70–102.
194. Линдсей У.С. Теория неустойчивости генераторов, основанная на структурных функциях / Линдсей У.С., Цзе Чжа Мин // ТИИЭР. 1976. – Т. 64, № 12. – С. 5–19.
195. Gierkink S. L. J. Control Linearity and Jitter of Relaxation Oscillators : Ph.D. dissertation [Electronic resource] / Gierkink S. L. J. – Universities Twente, 1999. – 221 p. – Available: www.ub.utwente.nl/webdocs/el/1/t000000f.pdf

196. Pendulum Instruments AB, CNT-90 Timer/Counter/Analyzer User's manual, rev 2 2005. [Электронный ресурс] – Available : www.gigatest.net/pendulum/pd_CNT-90.pdf
197. TSC 5110A Time Interval Analyzer [Electronic resource] // Timing Solutions Corporation, 4775 Walnut St. Suite 1B, Boulder, CO 80301-2579. – Available : www.timing.com
198. http://ridl.cfd.rit.edu/products/manuals/Agilent/oscilloscopes/6000_series_prog_guide.pdf
199. Анализ джиттера с помощью цифрового осциллографа R&S®RTO. Указания по применению [Электронный ресурс] – Available : http://www.rohde-schwarz.ru/products/test_and_measurement_Oscilloscopes/RTO/files/
200. Time and frequency: Theory and fundamentals [ed. Byron E. Blair] : NBS monograph 140. 1974. – 459 p.
201. Walls F.L. Measurements of Frequency Stability / Walls F.L., Allan D.W. // Proceedings of IEEE. January 1986. – V. 74, № 1. – P. 162–168.
202. Burgoon R. Conversion Between Time and Frequency Domain of Intersection Points of Scopes of Various Noise Processes. / Burgoon R., Fisher M.C. // 32nd Annual Symp. of Frequency Control, 31 May - 2 June, 1978: proc. – Atlantic City, New Jersey, USA, 1978. – P. 514–519.

Приложение А

Процедура поиска оптимальных параметров МШУ с учетом параметров смесителя

Для каскадного соединения МШУ и смесителя верна формула (2.1), которая принимает вид

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a1}}, \quad (\text{A.1})$$

где F_1 и F_2 – коэффициенты шума МШУ и смесителя, G_{a1} – доступный (соответствующий идеальному согласованию импедансов между МШУ и смесителем) коэффициент усиления по мощности МШУ, который зависит от входного согласования МШУ. Из теории МШУ известно, что импеданс, на который нагружен затвор транзистора МШУ, влияет на коэффициент шума МШУ [75]. Как видно из формулы (A.1), получение минимального коэффициента шума приемника означает совместное решение задач входного и шумового согласования МШУ [79] и нахождение компромисса между F_1 и G_{a1} . Кроме того, дополнительным условием должно быть ограничение потребляемого тока питания. Поэтому целесообразно использовать метод одновременного шумового и входного согласования с ограничением по потребляемой мощности (Power-Constrained Simultaneous Noise and Input Matching, PCSNIM) [79].

Согласно [79], дополнительная свобода выбора параметров (необходимая для достижения одновременного шумового и входного согласования при любом заданном потреблении тока МШУ) появляется благодаря добавлению внешней емкости C_{ex} между истоком и затвором транзистора, параллельно емкости затвор-исток C_{gs} , как показано на рис. А.1.

Без использования C_{ex} изменение величины емкости C_{gs} (определяется шириной канала транзистора) в первую очередь влияет на согласование по шуму.

При этом не остается степеней свободы для ограничения потребления тока транзистором. Действительно, ток стока

$$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L_{\min}} V_{GST}^2 = \frac{1}{2} \mu \frac{C_{gs}}{L_{\min}^2} V_{GST}^2, \quad (\text{A.2.})$$

где μ – подвижность носителей заряда, C_{ox} – емкость затвора (подзатворного диэлектрика) на единицу площади, W – ширина затвора, L_{\min} – минимальная длина затвора, доступная в данном технологическом процессе, $V_{GST} = V_{GS} - V_{TH}$ – избыточное напряжение на затворе, равное разности напряжения на затворе и напряжения отсечки V_{TH} , $C_{gs} = C_{ox}WL_{\min}$ – емкость затвор-исток. При этом для СВЧ схем избыточное напряжение V_{gst} не может быть произвольно малым из-за необходимости максимизировать граничную частоту транзистора. По этой же причине для СВЧ схем длина канала всегда берется равной минимально возможной для данного техпроцесса.

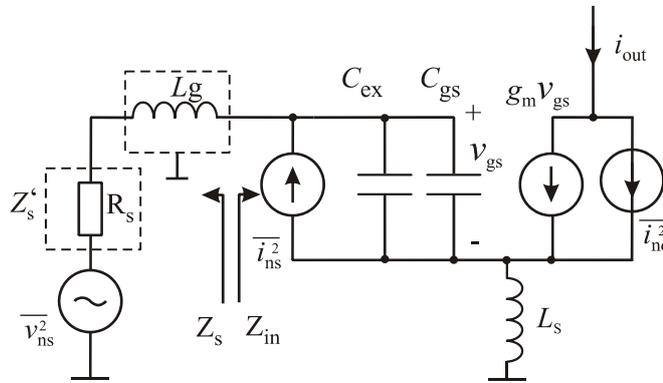


Рис. А.1. Упрощенная эквивалентная схема МШУ

При использовании C_{ex} , пренебрегая шумом каскодного транзистора и эффектом Миллера, для шумовых параметров МШУ в [79] были получены следующие выражения:

$$F_{\min} = 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\gamma \delta (1 - |c|^2)}, \quad \text{A.3}$$

$$Z_{\text{opt}} = \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} (1 - |c|^2) + j \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma} (1 - |c|^2) + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\}} - j\omega L_s, \quad (\text{A.4})$$

$$R_n = (\gamma/\alpha) \cdot (1/g_m), \quad (\text{A.5})$$

где F_{min} – минимальный (достигаемый при $Z_s = Z_{\text{opt}}$) коэффициент шума, Z_{opt} – оптимальный импеданс источника сигнала, R_n – эквивалентное сопротивление шума, $C_t = C_{gs} + C_{ex}$, $\omega_T = g_m/C_{gs}$; другие параметры определены в табл. А.1.

Таблица А.1.

Символ	Определение и значение
C_{gs}	Емкость затвор-исток транзистора VT1
g_m	Крутизна транзистора VT1
V_{GS}	Напряжение затвор-исток транзистора VT1
V_{DS}	Напряжение сток-исток транзистора VT1
ω_T	Граничная частота VT1
δ	Константа, равная 4/3 для данной модели прибора
γ	Константа, равная 2/3 для данной модели прибора
c	Коэффициент корреляции между шумом индуктивности затвора и шумом канала, равен 0,4 для данной модели прибора

При этом требования одновременного шумового и входного согласования $Z_S = Z_{in}^*$, $Z_S = Z_{\text{opt}}$ раскрываются следующим образом (требование $\text{Im} Z_s = -\text{Im} Z_{in}$ не рассматривается, как приблизительно-эквивалентное требованию $\text{Im} Z_s = \text{Im} Z_{\text{opt}}$):

$$\frac{\sqrt{\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)}}}{\omega C_{gs} \left[\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right]} = R_s. \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{j \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}{\omega C_{gs} \left[\frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right]} - j\omega L_s = j\omega L_g. \quad (\text{A.7})$$

$$\frac{g_m L_s}{C_t} = R_s. \quad (\text{A.8})$$

Независимыми переменными являются следующие величины: емкость затвор-исток $C_{gs} = C_{ox}WL_{\min}$, избыточное напряжение $V_{GST} = V_{GS} - V_{TH}$, дополнительная емкость C_{ex} , индуктивности схемы L_s и L_g . Пользуясь тем фактом, что в распоряжении разработчика пять переменных в трех уравнениях, V_{GST} и C_{gs} выбираются из соображений минимального F_{\min} и ограниченного потребления тока, после чего остальные переменные используются для решения уравнений (A.6)-(A.8). Процедура разработки по методу PCSNIM выглядит следующим образом (табл. 2.4):

Шаг 1: Выбрать такое избыточное напряжение V_{GST} , которое соответствует минимальному $F_{\min}(V_{GST})$. (Рис. A.3).

Шаг 2: Так как V_{GST} определено на Шаге 1, а I_D (токопотребление МШУ) входит в технические требования, необходимая емкость C_{gs} находится из выражения для постоянного тока транзистора (A.2).

Шаг 3: Необходимая дополнительная емкость C_{ex} диктуется уравнением (A.6).

Шаг 4: Из уравнения (A.8) находим индуктивность L_s .

Шаг 5: Т.к. все остальные переменные уже найдены, из уравнения (A.7) находим L_g .

Для дальнейшего анализа выражения (A.1) необходимо найти G_{a1} . Для вычисления G_{a1} предлагается использовать следующую эквивалентную схему, рис. A.2. (доступный коэффициент усиления мощности слабо зависит от выходного согласования, следовательно, переменный во времени входной импеданс смесителя не рассматривается).

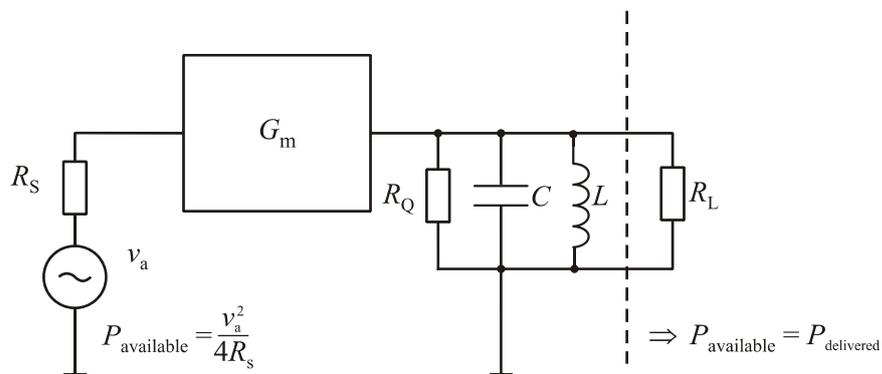


Рис. A.2. Эквивалентная схема для расчета G_{a1} , $R_L = R_Q$ – нагрузка согласованная, $P_{delivered}$ – мощность, отдаваемая в согласованную нагрузку

L – индуктивность нагрузки МШУ, C – полная паразитная емкость в данной точке, включая собственную паразитную емкость интегрированной спиральной L , G_m – эффективная крутизна МШУ. Предполагается, что в точке соединения МШУ и смесителя на несущей частоте входного сигнала достигнут параллельный резонанс, и R_Q – эквивалентное сопротивление около частоты

параллельного резонанса, моделирующее конечную добротность параллельной резонансной нагрузки.

$$P_{deliversd} = \frac{R_Q R_s}{4} \frac{v_a^2}{4R_s} G_m^2 = \frac{R_Q R_s}{4} P_{available} G_m^2, \quad (\text{A.9})$$

таким образом

$$G_{a1} = \frac{P_{delivered}}{P_{available}} = \frac{R_Q R_s}{4} G_m^2. \quad (\text{A.10})$$

При согласовании по методу PCSNIM, емкость затвор-исток является, по сути, частью последовательного резонансного контура. Из-за этого эффективная крутизна МШУ G_m не равняется крутизне g_m используемого транзистора. Получим выражение для G_m .

В [75] для метода SNIM (Simultaneous Noise and Input Matching, без использования C_{ex}) было получено следующее выражение (предполагалось, что параметры схемы выбраны таким образом, что достигнуто входное согласование):

$$G_{m,SNIM} = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \frac{1}{2R_s} = \frac{\omega_T}{\omega} \frac{1}{2R_s}. \quad (\text{A.11})$$

Для получения выражения для $G_{m,PCSNIM}$ достаточно в (A.11) заменить C_{gs} на $C_t = C_{gs} + C_{ex}$:

$$G_{m,PCSNIM} = \frac{g_m}{\omega(C_{gs} + C_{ex})} \frac{1}{2R_s} = \frac{1}{2R_s} \frac{g_m}{\omega C_{gs} \left(1 + \frac{C_{ex}}{C_{gs}}\right)} = \frac{G_{m,SNIM}}{1 + \frac{C_{ex}}{C_{gs}}} \quad (\text{A.12})$$

Подставляя (A.12) в (A.10), получим

$$G_{a1} = \frac{1}{16} \frac{(\omega_T/\omega)^2 (R_Q/R_s)}{\left(1 + C_{ex}/C_{gs}\right)^2}. \quad (\text{A.13})$$

Недостаток метода теперь становится очевидным – это уменьшение эффективной крутизны МШУ, что может приводить к уменьшению доступного коэффициента усиления мощности МШУ, и как следствие – к усилению влияния шума смесителя на коэффициент шума приемника.

Предположим, что одновременное шумовое и входное согласование было достигнуто. Коэффициент шума каскадного соединения МШУ и смесителя запишется теперь следующим образом:

$$\begin{aligned}
 F &= F_1 + (F_2 - 1) \frac{1}{G_{a1}} = F_{\min} + (F_2 - 1) \frac{1}{G_{a1}} = \\
 &= 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \sqrt{\gamma \delta (1 - |c|^2)} \frac{\omega}{\omega_T} + (F_2 - 1) 16 \frac{R_s}{R_Q} \left(1 + \frac{C_{ex}}{C_{gs}} \right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_T} \right)^2
 \end{aligned} \tag{A.14}$$

Т.к. было достигнуто шумовое согласование, коэффициент шума МШУ равняется F_{\min} , величина которого тем не менее зависит от избыточного напряжения входного транзистора МШУ. Элементарные шумовые параметры транзистора γ и δ в точных шумовых моделях субмикронных транзисторов растут с увеличением V_{GST} , так же как и граничная частота ω_T , что обуславливает существование минимума зависимости $F_{\min} = F_{\min}(V_{GST})$, т.е. оптимального (для F_{\min}) V_{GST} .

Выражение (A.14) подразумевает, что величина дополнительной емкости C_{ex} была выбрана в соответствии с методом PCSNIM. Для понимания компромиссов метода, а также для дальнейшего раскрытия физического смысла формулы (A.14), рассмотрим алгоритм метода в части Шагов 1-3.

На Шаге 1 выбирается избыточное напряжение V_{GST} . В предположении сильной инверсии, работы вдали от режима насыщения скорости носителей, а также пренебрегая эффектами высших порядков, выбор V_{GST} также фиксирует граничную частоту транзистора следующим образом:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}} = \frac{g_m}{C_{ox}WL} = \frac{\mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{GST}}{L} = \frac{\mu}{L^2} V_{GST}. \quad (\text{A.15})$$

Перепишем (A.6) следующим образом для удобства выкладок:

$$R_s = \frac{\sqrt{A}}{\omega C_{gs} \left[A + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + B \right)^2 \right]}, \quad (\text{A.16})$$

где $A = \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)}$, $B = \alpha|c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}}$, откуда получим

$$\frac{C_t}{C_{gs}} \equiv \left(1 + \frac{C_{ex}}{C_{gs}} \right) = \left(\frac{\sqrt{A}}{\omega C_{gs} R_s} - A \right)^{1/2} - B. \quad (\text{A.17})$$

То есть установлена связь между отношением C_t/C_{gs} и величиной C_{gs} . При этом величина C_{gs} определяется на Шаге 2 из соображений ограниченного токопотребления:

$$C_{gs}|_{step1} = \frac{2I_D L_{min}^2}{\mu V_{gst}^2}. \quad (\text{A.18})$$

С учетом (A.18), (A.17) запишется как

$$\frac{C_t}{C_{gs}} = \left(\frac{\sqrt{A}}{\omega R_s} \frac{\mu V_{gst}^2}{2I_D L_{min}^2} - A \right)^{1/2} - B. \quad (\text{A.19})$$

По методу PCSNIM, множитель $\frac{C_t}{C_{gs}} \frac{\omega}{\omega_T}$ из (A.14) получит следующее

значение

$$\frac{C_t}{C_{gs}} \frac{\omega}{\omega_T} \equiv \left(1 + \frac{C_{ex}}{C_{gs}} \right) \frac{\omega}{\omega_T} = \left[\left(\frac{\sqrt{A}}{\omega R_s} \frac{\mu V_{GST}^2}{2I_D L_{min}^2} - A \right)^{1/2} - B \right] \omega \frac{L_{min}^2}{\mu V_{GST}}. \quad (\text{A.20})$$

В формулах (A.19) и (A.20) V_{GST} – избыточное напряжение входного транзистора МШУ, выбранное на Шаге 1 из соображения минимального F_{\min} . Если считать ограниченное потребление тока частью требований к МШУ, то выбор избыточного напряжения определяет все остальные переменные, как можно видеть из Шагов 2-5.

Из (A.14) следует, что оптимальное для минимизации F избыточное напряжение зависит от F_2 и эквивалентного параллельного сопротивления резонансной нагрузки МШУ в окрестности резонанса R_Q (зависит от добротности). Несмотря на то, что была получена зависимость $\frac{C_t}{C_{gs}}$ от C_{gs} и

выражения для множителя $\frac{C_t}{C_{gs}} \frac{\omega_T}{\omega}$, возможность дальнейшей аналитической

оптимизации F по формуле (A.14) ограничена следующими факторами. Во-первых, сложный вид зависимости элементарных шумовых параметров γ и δ от V_{GST} для случая субмикронных транзисторов. Во-вторых, в случае интегрального исполнения точность формулы (A.14) понижается с ростом необходимых индуктивностей L_s и L_g . Действительно, приведенный анализ не учитывает паразитных сопротивлений индуктивностей, тогда как на практике паразитное сопротивление интегрированных индуктивностей может серьезно влиять на достижимый коэффициент шума. Поэтому, может иметь смысл на Шаге 1 выбрать V_{gst} меньше чем V_{GST} (Рис. A.3), если это позволит достичь одновременного шумового и входного согласования при использовании меньших номиналов L_s и L_g с меньшим паразитным сопротивлением, что в конечном итоге может соответствовать более низким коэффициентам шума МШУ и приемника.

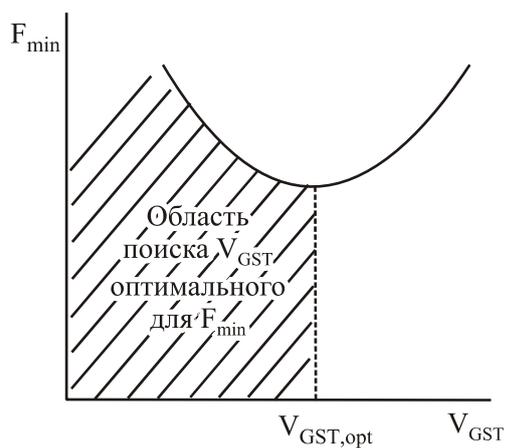


Рис. А.3. Область поиска избыточного напряжения при расчете МШУ

Поэтому, описанная процедура и полученные результаты служат основой для итерационной процедуры разработки с использованием компьютерного моделирования и точных моделей интегрированных компонентов.

Приложение В

"ЗАТВЕРДЖУЮ "

Директор ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАН України

П. М. Мележик

_____ 2015 р.



АКТ

впровадження результатів кандидатської дисертації Крижановського В. В. "Методи підвищення шумових та енергетичних параметрів надвисокочастотних аналогових інтегральних схем з ключовими режимами роботи", отримані при виконанні держбюджетної теми "Розробка високоефективних підсилювачів потужності на базі схем із маніпуляцією гармонік" (ДонНУ, у м. Вінниця) в Інституті радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України (ІРЕ НАНУ), м. Харків

Комісія в складі зав. відділу Нелінійної динаміки електронних систем №17, д.ф.-м.н., професора К. О. Лукіна, с.н.с. відділу №17, к.ф.-м.н. О. В. Земляного та головного інженера відділу №17 В. П. Паламарчука склала даний акт про нижчезазначене:

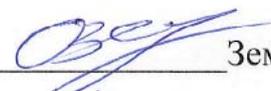
1. ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАН України приймає до впровадження науково-технічну продукцію у вигляді наукових і практичних результатів кандидатської дисертації Крижановського В. В. "Методи підвищення шумових та енергетичних параметрів надвисокочастотних аналогових інтегральних схем з ключовими режимами роботи", що отримані при виконанні теми «Розробка високоефективних підсилювачів потужності на базі схем із маніпуляцією гармонік», в частині:
 - Методика проектування генератора радіоімпульсів з огинаючою трикутної форми у якості генератора надширокосмугового сигналу с ефективною смугою частот до 520 МГц та можливостями зміни його робочого діапазону, а також методика проектування генераторів радіоімпульсів у вигляді 7-ї похідної Гауссового імпульсу у якості генератору широко-смугового сигналу, які задовольняють стандартам FCC.

- Методика проектування генераторів надширокосмугових випадкових сигналів на базі підсилювачів класу Е, що з'єднані у кільцеву схему та налагоджені на різні частоти.
- Науково-технічні результати кандидатської дисертації Крижановського В. В. використані у ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАНУ для створення надширокосмугових генераторів шуму для використання у шумових радарх, що розробляються у рамках НДР "КРОК".

Зав. відділу №17, д.ф.-м.н., професор

 Лукін К. О.

С.н.с. відділу №17, к.ф.-м.н.

 Земляний О. В.

Головний інженер відділу №17

 Паламарчук В. П.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової
роботи ДонНУ,

Хаджинов І.В.

2015 р.

АКТ

впровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи Крижановського Володимира Володимировича за темою «Методи підвищення шумових та енергетичних параметрів надвисокочастотних аналогових інтегральних схем з ключовими режимами роботи» у Донецькому національному університеті

Комісія у складі: голова – декан фізико-технічного факультету проф. Каргін А.О. та члени: доцент кафедри радіофізики та кібербезпеки Сергієнко С.П.; доцент кафедри радіофізики та кібербезпеки Чернов Д.В., підтверджує, що в Донецькому національному університеті на кафедрі радіофізики та кібербезпеки використовуються в навчальному процесі наукові та практичні результати, отримані в дисертаційній роботі Крижановського В.В.:

- при виконанні курсових та магістерських робіт за спеціальністю «радіофізика та електроніка»
- в програмі навчального курсу «напівпровідникова електроніка та мікроелектроніка», в розділі «Аналогові мікросхеми», в якому розглядаються аналогові КМОН мікросхеми, а саме: побудова пасивних змішувачів, та реалізація субгармонійного змішувача по 0,18 мкм КМОН технології.

Голова комісії д.т.н., проф.,
декан фізико-технічного факультету

Каргін А.А.

Члени комісії:
К.ф.-м.н., доц. каф.
радіофізики та кібербезпеки

Сергієнко С.П.

К.т.н., доц. каф.
радіофізики та кібербезпеки

Чернов Д.В.