

На правах рукописи



Ахметов Денис Булатович

**СИНТЕЗ И РЕАЛИЗАЦИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ ДЛЯ
БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ РАДИОЧАСТОТНОЙ
ИДЕНТИФИКАЦИИ**

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание
ученой степени кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2015

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

Научный руководитель: Доктор технических наук, профессор
Коротков Александр Станиславович

Официальные оппоненты: *Томашевич Сергей Викторович*,
д.т.н. профессор ФГБОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»
Петров Андрей Юрьевич,
к.т.н., главный специалист ООО «Аргус-Спектр-Холдинг»

Ведущая организация: ОАО «НПП «Радар ММС»

Защита состоится «08» октября 2015 года в 16 часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.01 при ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» по адресу: 195251, г. Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29, учебный корпус 4, аудитория 305.

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте университета www.spbstu.ru.

Автореферат разослан «___» августа 2015 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета
д.т.н., профессор

Коротков Александр Станиславович



ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы диссертации

Уменьшение топологических норм при производстве интегральных микросхем на основе КМОП-технологии до 0,18 мкм и менее позволило увеличить частоту единичного усиления транзисторов по току до единиц и десятков гигагерц, уменьшить потребляемую мощность, повысить плотность компоновки транзисторов на подложке кристалла и, как следствие, уменьшить стоимость изделий. При этом достигается более высокая степень интеграции по сравнению с технологиями на основе кремниевых биполярных транзисторов и транзисторов на основе арсенида галлия. В результате появилась возможность строить системы, включающие несколько десятков и сотен устройств, что позволило реализовать концепцию беспроводной сенсорной сети. Область применения таких систем обширна и включает: контроль производства, наблюдение за окружающей средой, отслеживание перемещений объектов, системы контроля доступа, контроль состояния здоровья пациентов, состояния промышленных и общественных зданий. Перечисленные направления в общем случае не требуют больших скоростей передачи данных и радиусов действия. Другой разновидностью беспроводных систем являются системы радиочастотной идентификации, которые могут использоваться самостоятельно или интегрироваться в состав сенсорных сетей. В общем случае, система состоит из двух основных частей: устройства считывания и радиочастотных меток. Устройство считывания включает антенну, приемо-передатчик, блок управления и предназначено для считывания, а также, в ряде случаев, записи информации на радиочастотные метки. Радиочастотная метка состоит из антенны и блоков, обеспечивающих прием, передачу, хранение и обработку исходных данных. Использование частот в области нескольких гигагерц позволило расширить радиус считывания данных меток до нескольких метров, понизить потребляемую мощность передатчика и исключить элементы питания

из меток за счет построения систем, основывающихся на принципе радиолокации.

Для формирования несущего колебания в приемо-передатчиках сенсорных узлов и считывателей используются синтезаторы частот, построенные на основе петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). При этом петля ФАПЧ строится с использованием аналоговых и цифровых блоков, т.е. является устройством смешанного типа. По отношению частоты опорного сигнала к частоте несущего колебания различают синтезаторы с целочисленным коэффициентом деления и с дробным. Ширина полосы пропускания по уровню минус 3 дБ замкнутой петли ФАПЧ определяет характеристики устройства во временной и частотной областях. Так, увеличение полосы пропускания позволяет уменьшить уровень фазовых шумов и время перестройки по частоте. С другой стороны, полоса частот ограничена допустимым уровнем просачивания сигнала опорной частоты и других возможных помех на вход генератора, управляемого напряжением. В синтезаторах с целочисленным коэффициентом деления ширина полосы ограничена шагом перестройки по частоте. В синтезаторах с дробным коэффициентом деления, напротив, частота опорного сигнала может существенно превышать шаг перестройки, что и определяет перспективность данного типа устройств.

Основы теории синтеза частот заложены в трудах В.В.Шахгильдяна, А.А.Ляховкина, А.В.Рыжкова, М.М.Зарецкого, В.Манассевича; особенности микроэлектронной реализации синтезаторов рассмотрены М.Kozak, M.Perron, A.Abidi. Тем не менее, по-прежнему проблему представляет анализ и моделирование смешанного типа аналого-цифровых устройств, так как высокие рабочие частоты в аналоговых блоках требуют малого шага интегрирования, а цифровые блоки – больших времен моделирования. Стремление к упрощению структуры синтезаторов частот, с целью уменьшения потребляемой мощности и размеров микросхем, повышает требования к точности расчета, что

существенно усложняет синтез и разработку устройств. Ввиду относительно большого количества компонентов моделирование на схемном уровне требует больших временных затрат. При этом проведения моделирования с учетом фазовых шумов, как правило, невозможно в связи с ограниченными возможностями аппаратных ресурсов и применяемого математического аппарата.

Таким образом, на данный момент актуальными являются задачи разработки методик параметрического синтеза и расчета синтезаторов частот с учетом заданных характеристик во временной и частотной областях; моделей, позволяющих учесть нелинейные свойства блоков синтезатора и нелинейные свойства петли ФАПЧ; методики расчета блоков, позволяющие уменьшить уровень нелинейных искажений. Решение перечисленных задач позволит повысить качественные характеристики синтезаторов частот в микроэлектронном исполнении, что дает возможность улучшить основные параметры систем радиочастотной идентификации: помехоустойчивость, время считывания, чувствительность.

Цель диссертационной работы

Целью работы является синтез и реализация микроэлектронного синтезатора частот для беспроводных систем радиочастотной идентификации с учетом совокупных требований на длительность времени перестройки, уровень паразитных гармоник и фазовых шумов.

Задачи диссертационной работы:

Для достижения поставленной цели в работе решались следующие задачи:

1. Разработать методику моделирования для оценки спектральной плотности средней мощности фазовых шумов на выходе синтезатора частот.
2. Разработать функциональную модель синтезаторов частот во временной и частотной областях с учетом задержек, несимметричности, динамических, статических и нелинейных характеристик основных блоков синтезатора частот.

3. Разработать методики расчета основных блоков синтезатора частот с учетом совокупных требований на длительность времени перестройки, уровень паразитных гармоник и фазовых шумов.

4. Разработать на схемном уровне и провести расчет всех устройств синтезатора частот с использованием разработанных методик, провести моделирование синтезатора частот как на основе разработанной функциональной модели, так и на схемном уровне.

5. Разработать интегральную схему синтезатора частот, провести измерение основных характеристик и сравнить результаты теоретических расчетов, моделирования и эксперимента.

Методы исследований

При решении поставленных задач использовались методы анализа и синтеза линейных электрических цепей, цифровых систем, систем с обратной связью. Расчеты и моделирование проводились на ЭВМ с применением программ Matlab, Simulink, платформы Cadence Design Systems (для всех указанных пакетов программ университет имеет лицензионные соглашения).

Научная новизна:

1. Предложена методика учета совокупных требований на длительность времени перестройки, уровень паразитных гармоник и фазовых шумов для синтезатора частот.

2. Предложено учитывать различие фронтов и различие спадов импульсов для оценки уровня паразитных гармоник в спектре выходного сигнала синтезатора.

3. Предложена методика расчета цепей накачки с учетом токов транзисторов, работающих в режиме слабой инверсии.

4. Предложена методика расчета высокочастотных делителей частоты по критерию «потребляемая мощность – максимальная рабочая частота».

Положения, выносимые на защиту:

1. Для формирования во временной области компоненты фликкерного шума генератора опорного сигнала и генератора, управляемого напряжением,

необходимо пропустить «белый» шум через цифровой фильтр, амплитудно-частотная характеристика которого является аппроксимацией зависимости обратно пропорциональной корню квадратному от частоты с контролируемым количеством слагаемых в аппроксимирующем разложении, что позволяет повысить точность расчета спектра при малых отстройках от несущей.

2. На уровень паразитных гармоник, кратных частоте сравнения, в спектре выходного сигнала синтезатора частот влияют разница длительностей фронтов и разница длительностей спадов импульсов тока накачки и тока разряда.

3. Частоты паразитных гармоник в спектре выходного сигнала синтезатора частот с использованием каскадного дельта-сигма модулятора до третьего порядка включительно пропорциональны частоте опорного генератора и обратно пропорциональны 2^N , где N – разрядность модулятора.

4. Для определения областей допустимых значений параметров основных блоков синтезатора частот необходимо провести оценку уровня шумов, нелинейных искажений и времени перестройки в символьном виде для последующего моделирования на функциональном и схемном уровне.

Практическая значимость работы

1. Разработаны модели фазовых шумов опорного генератора и генератора, управляемого напряжением, в которых используются только два блока фильтрации для формирования шумовых компонент, обратно пропорциональных нулевой, первой, второй и третьей степени частоты, что позволяет уменьшить затраты машинных ресурсов при моделировании синтезатора частот.

2. Разработана функциональная модель синтезатора частот, позволяющая проводить анализ характеристик во временной и частотной областях, причем результаты в частотной области отражают наличие в спектре выходного сигнала синтезатора паразитных гармоник, кратных частоте сравнения, и гармоник, вносимых дельта-сигма модулятором.

3. Разработана методика расчета цепей накачки, учитывающая токи транзисторов в режиме слабой инверсии, что позволяет уменьшить уровень паразитных гармоник, кратных частоте сравнения.

4. На основе разработанных методик и модели изготовлена интегральная схема синтезатора частот по КМОП-технологии с технологической нормой 0,18 мкм с диапазоном рабочих частот 2,40–2,48 ГГц, уровнем фазовых шумов не более минус 114 дБн/Гц при отстройке на частоту 1 МГц и относительным уровнем паразитных гармоник не более минус 74 дБн.

Результаты диссертации были использованы при выполнении составной части опытно-конструкторской работы «Разработка базовых технологий создания микросхемы ВЧ тракта унифицированных микропроцессорных модулей–считывателей для идентификации транспортных средств и контроля доступа на объекты повышенной безопасности» по контракту с ОАО «Авангард» 2012–2014 гг.

Апробация результатов исследования

Достоверность результатов работы и обоснованность научных выводов подтверждается соответствием представленных расчетов и результатов моделирования синтезатора частот на функциональном и схемотехническом уровнях с данными экспериментальных измерений, проведенных, согласно общепринятым процедурам, на современном оборудовании. Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: международная межвузовская научно-практическая конференция «XXXVII неделя науки СПбГПУ» 2009, «XIII всероссийская научная конференции студентов-радиофизиков» 2009; XVI Всероссийская научно-методическая конференция «Фундаментальные исследования и инновации в национальных исследовательских университетах» 2012; IX международный научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» 2012; XIII научно-техническая конференция «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА» 2014.

Вклад автора в разработку проблемы

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

Публикации

По теме диссертации опубликовано 7 работ, в том числе 2 статьи – в журналах, входящих в перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий ВАК РФ, из них 1 статья – в журнале, входящем в перечень SCOPUS; 5 статей опубликованы в материалах семинаров и конференций.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложения. Общий объем диссертационной работы вместе с приложением составляет 178 страниц, в том числе 163 страницы основного текста, 99 рисунков, 11 таблиц, список литературы из 94 наименований на 10 страницах и приложения на 5 страницах.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

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

В первой главе рассмотрены характеристики и структура беспроводных сенсорных сетей и систем радиочастотной идентификации. Показано, что на основе синтезаторов частот с дробным коэффициентом деления могут быть построены передатчики, формирующие сигналы с постоянной огибающей, что характерно для обоих типов систем, работающих в диапазоне 2,4 ГГц. При этом удается упростить структуры передатчика за счет исключения двух фильтров нижних частот, двух смесителей и двух цифро-аналоговых преобразователей. Рассмотрены типичные подходы к формированию дробного коэффициента деления. Проведен обзор характеристик передатчиков и синтезаторов частот. Сформулированы цель и задачи работы.

Во второй главе разработаны функциональные модели основных блоков синтезатора частот: генератора, управляемого напряжением (ГУН), опорного генератора, фазового детектора, цепи накачки, делителя частоты и дельта-сигма модулятора. На рисунке 1 показан фрагмент модели цепи накачки, отвечающий за формирование фронтов и спадов импульсов тока накачки или разряда. Прямоугольный импульс тока пропускается через фильтры верхних частот с разными частотами среза. На выходе каждого фильтра появляются два импульса противоположной полярности. Фронт формируется за счет отсекания выходного импульса отрицательной полярности, спад – отсеканием импульса положительной полярности и последующим вычитанием из входного импульса тока.

Модель цепи накачки включает источники белого и фликкерного шума, модель генераторов – источники белого, фликкерного шума и источник шума со спектральной плотностью мощности обратно пропорциональной третьей степени частоты. Компоненты фликкерного шума формируются во временной области путем пропускания «белого» шума через цифровой фильтр, амплитудно-частотная характеристика которого является аппроксимацией зависимости, обратно пропорциональной корню квадратному от частоты, и описывается выражением:

$$H(z) = \frac{1}{1 - \frac{1}{2}z^{-1} - \frac{1/2(1-1/2)}{2!}z^{-2} - \dots} = \frac{1}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots}.$$

Коэффициенты a_k рассчитываются согласно следующему алгоритму:

$$a_0 = 1, \quad a_k = \left(k - 1 - \frac{1}{2}\right) \frac{a_{k-1}}{k}, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

При частотах левее $f_s / \max(k)$ характеристика $H(z)$ имеет пологий участок, где f_s – частота дискретизации. Отсюда следует, что аппроксимируемый участок зависимости $1/\sqrt{f_m}$ имеет ограничение сверху f_{m_max} и снизу f_{m_min} :

$$f_{m_max} = 0.5 f_s, \quad f_{m_min} = f_s / \max(k).$$

Далее, компонента фликкерного шума поступает на вход интегратора генератора, изображенного на рисунке 2. В результате на выходе получаем шум со спектральной плотностью мощности обратно пропорциональной третьей степени частоты.

Проведен анализ частот паразитных гармоник, вносимых каскадными дельта-сигма модуляторами второго и третьего порядка. В основе расчета лежит периодичность выходного сигнала цифрового аккумулятора, в который записывается постоянное число k на каждом такте выходного сигнала делителя частоты при формировании несущего колебания с постоянной частотой. Порядок модулятора определяется количеством используемых аккумуляторов. Так, суммарное число, записанное во второй аккумулятор за период T_1 , составит:

$$A_1 = \frac{a_n z_{clk}}{2} - \frac{(z_{clk} - 1)}{z_{1_ovf}} a_{\max} \sum_{i=1}^{z_{ovf}-1} i, \quad T_1 = T_d z_{clk} = T_d 2^N, \quad a_{\max} = 2^N,$$

где T_d – период сигнала делителя частоты, N – разрядность аккумуляторов. В силу указанной периодичности, внутренние логические состояния аккумулятора возвращаются к исходным при условии равенства отношения A_1 / a_{\max} . Однако $A_1 / a_{\max} = 0,5(2^N - 1)$. Таким образом, с учетом $k = k'2^L$ при четных k частота фундаментальная частота f_m паразитных гармоник составит:

$$f_m = \frac{1}{2T_1} = \frac{1}{2T_d 2^N} \quad (k - \text{нечетное}), \quad f_m = \frac{1}{2T'_1} = \frac{1}{2T_d 2^{N-L}} \quad (k - \text{четное}).$$

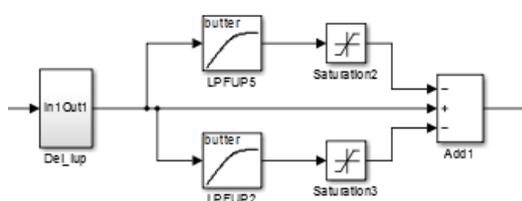


Рисунок 1 – Фрагмент функциональной модели цепи накачки

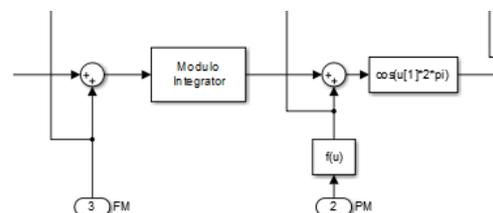


Рисунок 2 – Фрагмент функциональной модели ГУН.

Предложена методика параметрического синтеза и расчета синтезаторов частот по совокупности требований на время перестройки, уровень фазовых шумов и нелинейных искажений. Особенность расчета заключается во

введении параметров модели BSIM транзисторов на ранних этапах расчета, что позволяет контролировать физическую реализуемость разрабатываемого устройства. Так, вводится параметр v_{gsteff} , равный разнице напряжений затвористок v_{ds} и напряжения отпирания v_{th} транзистора, использующегося в качестве источника тока в цепи накачки. На основе заданного значения v_{gsteff} оценивается минимальная крутизна ГУН и проводится предварительный расчет шумовых свойств генератора. Это же значение v_{gsteff} используется при расчете цепи накачки. Далее, рассчитывается значение опорной частоты f_{ref} из заданного уровня фазовых шумов S_φ при отстройке на f_{phn} и максимального времени перестройки t_{LK} :

$$f_{ref} = \sqrt[2N-1]{\frac{(2\pi)^2 (2\pi f_{phn})^{2(N-1)}}{12S_\varphi \left(\frac{f_{phn}}{f_{-3dB}}\right)^4}}, \quad f_{-3dB} \approx \frac{4}{t_{LK}}.$$

Проводится оценка уровня фликкерного шума в полосе f_{-3dB} , вносимого цепью накачки, согласно выражению:

$$S_{cp}(f) = \frac{N_{oia} \cdot v_t (f_{c-s} \cdot \tau_{imp})^2}{W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot f^{E_f} \cdot 4 \cdot 10^{36}},$$

где τ_{imp} – время включения цепи накачки в режиме удержания, N_{oia} , E_f – параметры модели BSIM МОП транзистора, v_t – тепловой потенциал. Типичные значения τ_{imp} составляют 200–500 пс. В результате рассчитывается минимальное значение геометрических размеров $W_{eff}L_{eff}$ транзисторов, используемых в качестве источников тока, что позволяет оценить минимальный ток цепи накачки I_{cp} .

Предложена методика расчета цепи накачки с учетом токов транзисторов в режиме слабой инверсии, что позволяет уменьшить разницу между длительностями фронтов и спадов импульсов тока накачки и разряда. Как

следствие, уменьшается уровень просачивания сигнала на опорной частоте на вход управления ГУН. Выбранная схема цепи накачки изображена на рисунке 3. Процедура начинается с расчета минимальных геометрических размеров W_{eff_p} , L_{eff_p} транзисторов $M2$, $M3$ р-типа на основе значений v_{gsteff} и I_{cp} . Значения W'_{eff_n} , L'_{eff_n} транзисторов $M4$, $M5$ рассчитываются из тех же условий. Далее, проводится пересчет из условия:

$$W_{eff_n} = \frac{W_{eff_p}}{W'_{eff_n}} \approx \frac{\mu_{0_n}}{\mu_{0_p}}, \quad \frac{W_{eff_n}}{L_{eff_n}} = \frac{W'_{eff_n}}{L'_{eff_n}}.$$

μ_{0_n} , μ_{0_p} – подвижности носителей зарядов транзисторов р- и n-типа. В итоге номиналы компенсирующих конденсаторов рассчитываются как:

$$C_{comp1} = C_{par_p} \frac{(V_{gsteff_p} + 4,6 \cdot 1,15 \cdot v_t)}{(V_{gsteff_n} + 4,6 \cdot 1,15 \cdot v_t)} - C_{par_n}, \quad C_{comp2} = C'_{par_p} \frac{(V_{gsteff_p} + 4,6 \cdot 1,15 \cdot v_t)}{(V_{gsteff_n} + 4,6 \cdot 1,15 \cdot v_t)} - C'_{par_n}.$$

В качестве конденсаторов используются паразитные емкости транзисторов р-типа.

Предложена методика расчета триггеров, на основе «управляемой током логики» для блока делителя частоты, учитывающая конечную длительность фронта или спада тактового сигнала. Данный подход позволяет определить минимально допустимую задержку τ_{d_min} выходного сигнала триггера, что влияет на уровень фазовых шумов синтезатора. Схема защелки триггера приведена на рисунке 4. Номиналы нагрузочных резисторов R_d рассчитываются как:

$$R_{d_min} = \frac{\tau_{d_min}}{0,69C_{par_min}} = \frac{0,25\Delta t_{clk}}{0,69C_{par_min}}, \quad R_{d_max} = \frac{\tau_{d_max}}{0,69C_{par_min}} = \frac{T_{clk}}{2 \cdot 4,6 \cdot C_{par_min}},$$

где Δt_{clk} – длительность фронта или спада тактового сигнала, поступающего на входы CLK и \overline{CLK} , C_{par_min} – значение эквивалентной паразитной емкости между стоками $M1$, $M2$, T_{clk} – период тактового сигнала. В качестве первого приближения используются минимальные размеры $M1$ – $M4$. Согласно

заданному значению размаха напряжения V_{sw} в одном плече схемы рассчитывается I_{ss} :

$$I_{ss_max} = \frac{V_{sw}}{R_{d_min}}, \quad I_{ss_min} = \frac{V_{sw}}{R_{d_min}}.$$

Таким образом, методика позволяет проводить расчет триггеров по критерию минимальной потребляемой мощности или минимальной вносимой задержки.

В третьей главе в соответствии с предложенной методикой и заданными требованиями на время перестройки, уровень фазовых шумов и нелинейных искажений был проведен синтез и расчет параметров синтезатора частот и выделены основные требования к блокам устройства.

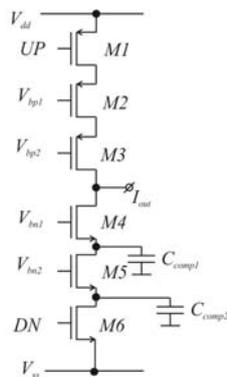


Рисунок 3 – Схема цепи накачки

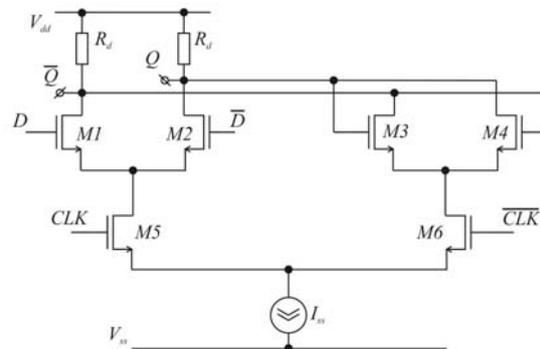
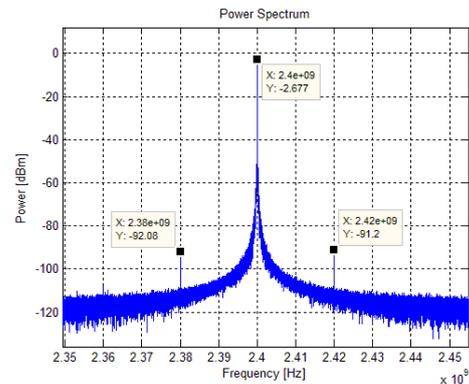
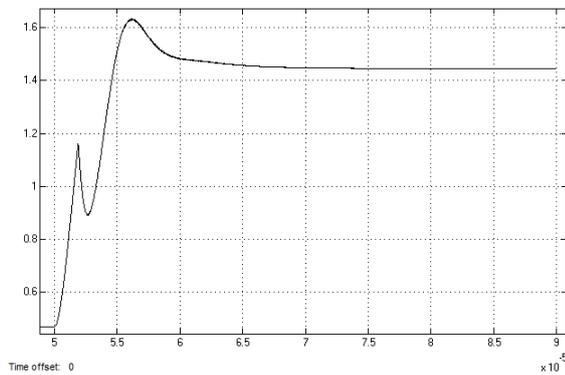


Рисунок 4 – Схема защелки на основе «управляемой током логики»

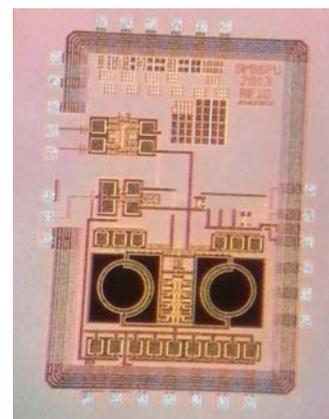
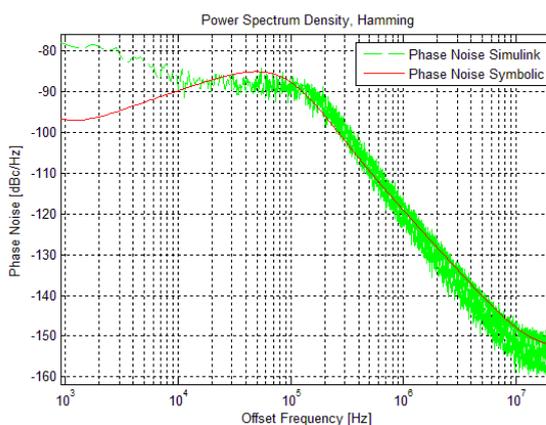
Проведено моделирование синтезатора частот на функциональном уровне и разработаны основные блоки устройства на схемном уровне. На рисунках 5, 6 и 7 представлены временная зависимость сигнала управления ГУН при перестройке с 2,40 ГГц до 2,48 ГГц, спектр мощности и спектральная плотность средней мощности фазовых шумов на частоте 2,40 ГГц. Время перестройки составило 23,5 мкс, уровень фазовых шумов – минус 88 дБн/Гц при отстройке на 100 кГц, относительный уровень паразитных гармоник на частоте сравнения – минус 89 дБн. Уровень паразитных гармоник по результатам моделирования синтезатора на схемном уровне в среде Cadence составил минус 88 дБн.

В четвертой главе разработана компоновка кристалла микросхемы по 180 нм КМОП-технологии компании UMC. Проведено моделирование

микросхемы с учетом типичного диапазона рабочих температур от минус 40°C до +60° и разброса параметров элементов вследствие наличия технологического допуска. Проведенное моделирование подтвердило работоспособность схемы. Изготовлены образцы микросхем синтезатора частот по программе Europractice по 180 нм КМОП-технологии компании UMC. Проведено измерение уровня



фазовых шумов, времени перестройки и уровня нелинейных искажений шести микросхем. Осциллограммы напряжений управляющего напряжения ГУН приведены на рисунках 9 и 10. Измеренное время перестройки не превышает 25 мкс. Расхождение с результатами моделирование – не более 6%. Измеренная спектральная плотность мощности фазовых шумов синтезатора частот представлена на рисунке 11.



Уровень фазовых шумов на несущей частоте 2,40 ГГц при отстройке 100 кГц составил не более минус 85 дБн/Гц. При этом расхождение между

теоретическими и экспериментальными данными не превышает 3 дБ. Уровень паразитной гармоник на частоте сравнения составил минус 74 дБн на частоте 2,40 ГГц.

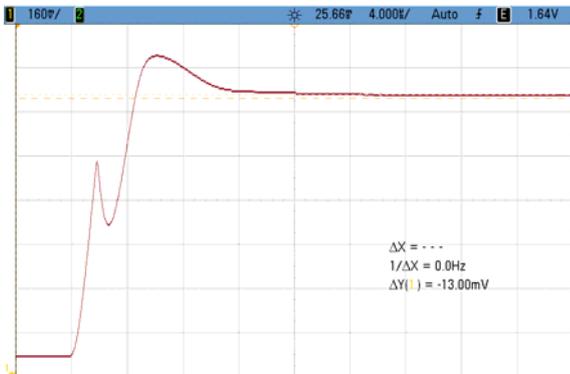


Рисунок 9 – Осциллограмма управляющего напряжения при перестройке с 2,48 ГГц до 2,40 ГГц

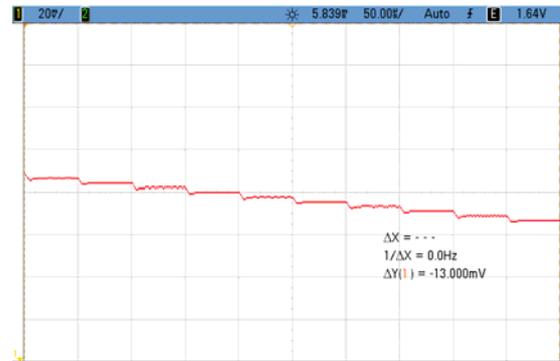


Рисунок 10 – Фрагмент осциллограммы управляющего напряжения при сканировании

Расхождение с данными моделирования на 15 дБ обусловлено конечным уровнем развязки между внешними цепями тестовой платы. Анализ

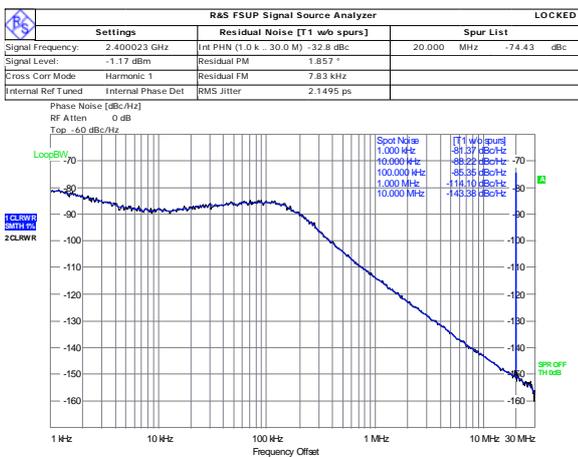


Рисунок 11 – Спектральная плотность мощности на 2,4 ГГц

результатов данной работы с результатами работ других авторов показал, что схема обеспечивает более низкий уровень фазовых шумов при более низком уровне нелинейных искажений. Уровень фазовых шумов при отстройке на частоту 1 МГц и уровень паразитной гармоник на частоте сравнения в данной работе в среднем ниже на 7–10 дБ.

В заключении приведены основные результаты и выводы:

1) Предложенная методика параметрического синтеза и расчета синтезатора частот с учетом заданных спектральных и временных характеристик, включающая параметры технологического процесса, позволяет контролировать физическую реализуемость разрабатываемого устройства и обеспечивает аргументированный выбор допустимых областей значений элементов

синтезаторов при последующей оптимизации характеристик устройства за счет сужения области поиска оптимальных значений.

2) Предложенная функциональная модель синтезатора частот обеспечивает точность расчета уровня фазовых шумов в пределах 3–6 дБ и времени перестройки по частоте в пределах 6%. Точность расчета не уступает моделям, предложенными другими авторами, или превосходит их. При этом учитываются нелинейные свойства ГУН и нелинейные свойства петли ФАПЧ, проявляющиеся в возможных срывах синхронизации при перестройке по частоте. Согласно разработанной методике оценки спектральных и временных характеристик синтезатора проводятся одновременно и не требует отдельных процедур, что повышает эффективность процесса моделирования из-за уменьшения затрачиваемых временных ресурсов.

3) Учет разницы длительностей фронтов и спадов токов накачки и разряда в модели позволяет повысить точность расчета уровня паразитных гармоник на 20 дБ, что подтверждается результатами моделирования на функциональном и схемном уровнях. Значения составили 89 дБн и 88 дБн соответственно. Расхождение результатов не превышает 3 дБ. По данным автора сравнение оценок уровня паразитных гармоник, полученных в результате функционального моделирования и эксперимента, проводится впервые.

4) Предложенная методика расчета цепей накачки с учетом токов транзисторов в режиме слабой инверсии позволяет уменьшить уровень паразитных гармоник в спектре выходного сигнала. Указанный эффект достигается масштабированием транзисторов n-типа и включения в схему компенсирующих конденсаторов, номиналы которых рассчитываются в результате выполнения разработанной процедуры. По сравнению с известными подходами к уменьшению уровня паразитных гармоник удается понизить уровень потребляемой мощности за счет исключения из схемы операционного усилителя и полного выключения источников тока в паузе между приходами фронтов импульсов опорного генератора и делителя частоты.

В целом, разработана и практически реализована по кремниевой субмикронной КМОП-технологии микросхема синтезатора частот гигагерцового диапазона с дробным коэффициентом деления на основе петли ФАПЧ с дельта-сигма модулятором в цепи обратной связи. Время перестройки синтезатора в частотном диапазоне 2,40–2,48 ГГц составило не более 25 мкс при уровне фазовых шумов не более минус 85 дБн/Гц на несущей частоте 2,40 ГГц при отстройке 100 кГц и уровне паразитной гармоник на частоте сравнения – минус 74 дБн на несущей частоте 2,40 ГГц и минус 79 дБн на несущей частоте 2,44 ГГц.

Публикации по теме диссертации

1. Ахметов Д.Б., Коротков А.С. СВЧ приемопередатчик по 180 нм КМОП технологии для идентификации транспортных средств / Ахметов Д.Б., Балашов Е.В., Морозов Д.В., Пилипко М.М., Пятак И.М., Румянцев И.А., Калинин В.А., Коротков А.С. // Материалы XIII научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА». 8–10 окт., Дубна, 2014. – С. 72–73.

2. Ахметов Д.Б., Коротков А.С. Функциональное моделирование синтезаторов частот в среде Simulink // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. Т. 56, –2013. N 11. – С. 42–53.

3. Ахметов Д.Б. Анализ нелинейных искажений в синтезаторах частот на основе дельта-сигма модуляторов // IX международный научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1-3 нояб. 2012: материалы / редкол.: Н.Н. Прокопенко (гл. ред.), В.Г. Немудров, С.Г. Русаков [и др.]. - Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС». 2012. – С. 60–63.

4. Ахметов Д.Б., Коротков А.С. Моделирование и расчет синтезаторов частот с дробным коэффициентом деления на основе дельта-сигма модуляторов // Материалы Всероссийской научно-методической конференции **Фундаментальные исследования и инновации в национальных исследовательских университетах.** Санкт-Петербург. Т. 1. -СПб.: Изд-во Политехнического Ун-та, 2012. –С. 60–65.

5. Ахметов Д.Б., Коротков А.С. Приемо-передающее устройство считывания информации радиочастотных меток для интегрального узла беспроводной сенсорной сети // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. Т.97. –2010. N 2. – С. 17–23.
6. Краснов А.В., Ахметов Д.Б. Сжатие ЛЧМ радиосигналов в акустооптическом фильтре - моделирование с применением пакета GLAD // XIII Всероссийская научная конференция студентов-радиофизиков: Тезисы докладов. 8 – 9 декабря 2009. - СПб: Изд-во СПбГУ, 2009. – С.66-69.
7. Краснов А.В., Ахметов Д.Б. Сжатие ЛЧМ радиосигналов в акустооптическом процессоре. Моделирование работы процессора с применением пакета GLAD // XXXVIII неделя науки СПбГПУ: Материалы международной межвузовской научно-практической конференции. Ч. IX; 30 ноября – 5 декабря 2009 г.- СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2009.– С.3–4.