

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования
«Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

На правах рукописи

Ефремов Иван Андреевич

**Математическое и методическое обеспечение
САПР устройств приема и обработки радиосигналов
на основе программно-контролируемого радио**

Специальность 05.13.12 – Системы автоматизации
проектирования (промышленность)

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Меркутов Александр Сергеевич

Владимир - 2014

Оглавление

| | |
|--|----|
| Оглавление | 2 |
| Введение | 4 |
| Глава 1 Основные черты, характеристики и тенденции развития цифровых систем на основе ПКР и средств их проектирования..... | 11 |
| 1.1 Тенденции и перспективы развития современных средств беспроводной связи..... | 11 |
| 1.2 Анализ основных архитектур построения ПКР-приемника..... | 15 |
| 1.3 Современные структуры реализации реконфигурируемых фильтров в трактах ПКР-приемников | 21 |
| 1.4 Смесители | 28 |
| 1.5 Аналого-цифровой преобразователь..... | 29 |
| 1.6 Обзор и сравнительный анализ современных САПР | 30 |
| 1.7 Постановка цели и задач работы | 37 |
| 1.8 Выводы по 1-й главе | 38 |
| Глава 2 Математическое обеспечение САПР ADS для устройств приема и обработки сигналов на основе ПКР-архитектур..... | 39 |
| 2.1 Модель преселектора..... | 39 |
| 2.2 Модель МШУ | 45 |
| 2.3 Модель тракта преобразования частоты..... | 47 |
| 2.4 Модель фильтра тракта ПЧ..... | 51 |
| 2.5 Модель блока цифровой обработки сигналов..... | 55 |
| 2.6 Модель нелинейных аналого-цифровых трактов ПКР-приемника | 64 |
| 2.7 Модели для экспериментального тестирования РПУ на основе ПКР-архитектур..... | 66 |
| 2.8 Библиотека моделей компонентов ПКР-приемника | 68 |
| 2.9 Выводы по 2-й главе | 73 |

| | |
|--|-----|
| Глава 3 Методическое обеспечение автоматизированного проектирования ПКР-приемника | 77 |
| 3.1 Маршрут проектирования ПКР-приемника | 77 |
| 3.2 Методика проектирования преселектора | 79 |
| 3.3 Методика проектирования МШУ | 84 |
| 3.4 Методика проектирования тракта преобразования частоты | 85 |
| 3.5 Методика проектирования фильтра тракта ПЧ | 90 |
| 3.6 Методика проектирования АЦП | 94 |
| 3.7 Методика проектирования блока ЦОС | 96 |
| 3.8 Методика смешанного моделирования | 103 |
| 3.9 Методика экспериментального тестирования ПКР-устройств при помощи САПР ADS | 112 |
| 3.10 IDEF0 функциональная модель управления процессом проектирования ПКР-приемника | 115 |
| 3.11 Выводы по 3-й главе | 115 |
| Глава 4 Автоматизированное проектирование приемника на основе ПКР-архитектуры | 121 |
| 4.1 Применение разработанного маршрута при проектировании широкополосного радиоприемника | 121 |
| 4.2 Экспериментальное тестирование разработанного ПКР-приемника | 135 |
| 4.3 Теоретические расчеты | 140 |
| 4.4 Выводы по 4-й главе | 142 |
| Заключение | 143 |
| Список сокращений и условных обозначений | 145 |
| Список литературы | 147 |
| Приложение А | 163 |

Введение

Актуальность темы исследования и степень ее разработанности

Современный мир невозможно представить без аппаратуры, выполняющей передачу и прием радиосигналов. У каждого дома есть радиоприемник для прослушивания радиостанций эфирного вещания и мобильный телефон, позволяющий общаться практически в любой точке земного шара. Для решения более сложных задач приема радиосигналов существуют комплексы для обработки информации с различными видами модуляции в нескольких диапазонах рабочих частот. Благодаря реконфигурации трактов радиоприемных устройств (РПУ) и демодуляции сигнала в базовой полосе частот при помощи цифровых методов обработки удастся значительно снизить энергопотребление и стоимость аппаратуры и обеспечить высокие качественные характеристики. В основе архитектур построения подобных устройств в последнее время активно используются принципы программно-контролируемого радио (ПКР; англ.: software-defined radio, SDR).

Поскольку данные устройства являются технически сложными для разработки, а проведенный анализ показал, что существующие маршруты не позволяют обеспечить высокую эффективность проектирования с учетом характеристик современной микроэлектронной элементной базы (отсутствие специализированных моделей и библиотек, невысокая точность оценки параметров сигналов и др.), то тема диссертационной работы «Математическое и методическое обеспечение САПР устройств приема и обработки радиосигналов на основе программно-контролируемого радио» является актуальной для исследования.

Применение систем автоматизированного проектирования (САПР) для устройств данного назначения позволит сократить сроки разработки ПКР-приемников и повысить их качественные характеристики. Большой вклад в разработку и развитие теоретических основ автоматизированного проектирования радиоэлектронных устройств и систем внесли известные отечественные ученые И. П. Норенков [48, 49], В. Н. Ильин [35], Г. Г. Казеннов [36], В. П. Сигорский

[55], О. В. Алексеев [2], Р. В. Антипенский [3], В. Н. Ланцов [41], И. Е. Жигалов. Проведенный обзор печатных работ авторов П. Б. Кенингтона [103], П. Бернса [77], Т. Дж. Рафаэля [142], Дж. Барда [101], посвященных исследованию ПКР-устройств и способов их проектирования, позволил получить информацию о применяемых архитектурах аналоговой части РПУ, используемых методах цифровой обработки и их комбинации в одном устройстве. Методы цифровой обработки сигналов (ЦОС) наиболее подробно освещены в работах С. Смита [58], Э. Айфичера [1]. Много исследований [125, 132, 105, 151] посвящено применению принципов ПКР при разработке аппаратуры для различных стандартов беспроводных сетей, однако в них не рассматриваются вопросы, связанные с практической реализацией процесса автоматизированного проектирования достаточно сложных для анализа ПКР-приемников с указанием методов моделирования и особенностей их применения на определенных этапах разработки и интерпретацией получаемых результатов. Выполненный анализ показал, что в недостаточном объеме рассмотрены вопросы смешанного моделирования аналого-цифровых устройств, которое является важным шагом при проектировании ПКР-приемника, сочетающего в себе аналоговую и цифровую обработку радиочастотных сигналов.

Объект исследования – системы автоматизированного проектирования устройств приема и обработки радиосигналов на основе программно-контролируемого радио.

Предмет исследования – математическое и методическое обеспечение САПР устройств приема и обработки радиосигналов в виде структур реконфигурируемых трактов РПУ, моделей компонентов и маршрута проектирования ПКР-приемников.

Цель работы – развитие математического и методического обеспечения САПР устройств приема и обработки радиосигналов на основе ПКР для повышения эффективности проектирования устройств данного класса. **Для достижения поставленной цели в работе решены следующие задачи:**

1. Анализ современных методов модуляции, архитектур радиоприемных устройств на основе ПКР и их компонентов, позволивший определить необходимые параметры для создания унифицированного РПУ;

2. Исследование возможностей использования существующих САПР для разработки телекоммуникационных устройств в ПКР-системах, в результате чего были выявлены недостатки методического и математического обеспечения автоматизированного проектирования ПКР-приемников и выбрана базовая САПР в качестве платформы для их развития;

3. Разработка математического обеспечения системы проектирования в виде моделей компонентов ПКР, а также смешанных моделей ПКР-приемников, которое позволило осуществить комплексное проектирование РПУ;

4. Разработка методического обеспечения автоматизированного проектирования и тестирования устройств приема и обработки сигналов на основе ПКР, которое позволило повысить эффективность проектирования и экспериментального исследования ПКР-приемника и его трактов;

5. Применение разработанного маршрута при проектировании ПКР-приемника, экспериментальное тестирование макета РПУ, подтвердивших эффективность использования предложенных моделей, маршрутов и методик.

Новые научные результаты, полученные в работе, состоят в следующем:

1. Предложено оригинальное математическое обеспечение САПР ADS в виде библиотеки моделей архитектур ПКР-приемников и их компонентов;

2. Разработано специализированное методическое обеспечение САПР в виде маршрута проектирования ПКР-приемников;

3. Доказана перспективность применения разработанной методики и моделей автоматизированного тестирования ПКР-приемников при помощи САПР ADS;

4. Введено понятие сквозного моделирования аналого-цифровых трактов РПУ цифровых сигналов, на основании которого предложены методики формирования моделей компонент, определяющие выбор необходимых параметров сигналов и методов анализа.

Теоретическая значимость исследования обоснована следующим:

1. Доказаны положения и методики, вносящие вклад в расширение представлений об изучаемом явлении процесса проектирования ПКР-приемников при заданных требованиях к качеству их функционирования;
2. Применительно к проблематике диссертации результативно (эффективно, то есть с получением обладающих новизной результатов) использованы методы функционального и схмотехнического моделирования сложных смешанных проектов в САПР ADS;
3. Изложены этапы проектирования моделей устройств приема и обработки сигналов на основе программно-контролируемого радио;
4. Раскрыты сложности моделирования трактов РПУ при необходимости учета максимального количества вносимых искажений и эффектов преобразования сигнала;
5. Изучены причинно-следственные связи параметров аналоговых и цифровых трактов ПКР-приемника и характеристик разработанного РПУ;
6. Проведена модернизация существующих моделей аналоговых и цифровых трактов РПУ.

Практическая значимость. Значение полученных результатов исследования для практики подтверждается тем, что:

1. Разработаны и внедрены маршрут и методики проектирования устройств приема и обработки сигналов на основе программно-контролируемого радио, модели трактов ПКР-приемника (преселектора, преобразования частоты, фильтров ПЧ, АЦП, блока ЦОС), а также методика и модели для экспериментального тестирования РПУ при помощи САПР, что подтверждено актами внедрения;
2. Определены перспективы практического использования смешанного моделирования с оценкой влияния нелинейных компонентов аналоговых трактов на результаты цифровой обработки сигналов;
3. Создана библиотека моделей для автоматизированного проектирования ПКР-приемника, даны практические рекомендации для выбора типов моделей при анализе различных трактов РПУ, которые включены в методики проектирования;

4. Представлены методические рекомендации по дальнейшему совершенствованию и практическому использованию разработанных видов обеспечения САПР для ПКР-приемников;

5. Повышена эффективность проектирования телекоммуникационных устройств на основе программно-контролируемого радио при сокращении временных затрат на проектирование РПУ за счет использования специализированных моделей и маршрута, позволяющего быстро определить необходимые методы, модели, оцениваемые характеристики и решения на различных этапах разработки ПКР-приемников.

Методы исследования. Для решения поставленных задач использованы методы теории САПР, системного анализа, теории электрических цепей и радиотехнических сигналов, теории цифровой обработки сигналов, теории численных методов автоматизированного проектирования и методы функционального и схемотехнического моделирования.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Математическое обеспечение САПР ADS в виде библиотеки моделей архитектур ПКР и их компонентов позволяет выполнить комплексный анализ РПУ, что существенно ускоряет процесс формирования модели и расширяет спектр получаемых характеристик радиоприемных устройств;

2. Методическое обеспечение САПР в виде маршрута и методик проектирования ПКР-приемников повышает эффективность проектирования;

3. Методика автоматизированного тестирования ПКР-приемников при помощи САПР ADS предоставляет возможность формирования и обработки тестовых сигналов с различными видами модуляции, искажениями в радиоканале и алгоритмами цифровой обработки;

4. Результаты проектирования широкополосного мониторингового ПКР-приемника позволяют проверить качество разработанного обеспечения и оценить возможности его практического применения.

Степень достоверности результатов исследования обусловлена тем, что:

1. Для экспериментальных работ результаты измерений получены с использованием лицензионного программного обеспечения (САПР ADS) и сертифицированной измерительной аппаратуры (генератора ВЧ и НЧ сигналов, осциллографа и анализатора спектра компании Agilent), показана воспроизводимость полученных результатов исследований в различных условиях;
2. Теория построена на известных и проверяемых данных и согласуется с опубликованными экспериментальными результатами по теме диссертации и смежным отраслям в изданиях, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией РФ;
3. Идея базируется на анализе существующих решений в области проектирования радиоприемных устройств, а также развитии подходов и методик проектирования и анализа ПКР-приемников;
4. Используются сравнения авторских данных и данных, полученных ранее отечественными и зарубежными учеными по рассматриваемой тематике;
5. Установлено качественное и количественное совпадение авторских результатов с результатами, представленными в независимых источниках по данной тематике (журналы IEEE, издательские дома и др.);
6. Используются современные методики сбора и обработки информации с использованием средств вычислительной техники.

Апробация результатов

Работа выполнялась на кафедре «Вычислительная техника» ВлГУ. Полученные результаты исследований в виде моделей, маршрутов, методик, алгоритмов проектирования ПКР внедрены в деятельность ООО НПФ «Радиосервис» (г. Москва), ООО «Гранит» (г. Владимир), а также в учебный процесс кафедры ВТ, что подтверждено соответствующими актами внедрения (Приложение А).

Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на следующих семинарах и конференциях: конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012 (МЭС - 2012)», Москва, ИППМ РАН: 2012; международный молодежный форум «Радиоэлектроника и

молодежь в XXI веке», Харьков, ХНУРЭ: 2010, 2011, 2012, 2013; международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии», Н.-Новгород: 2010; международная научно-техническая конференция «Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT-2012)», Тольятти, ПВГУС: 2012; международная научно-практическая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации 2013», Владимир, ВлГУ: 2013.

Основные результаты диссертационной работы опубликованы в 5 статьях в изданиях, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией РФ. В сборнике трудов конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012 (МЭС - 2012)» опубликована статья «МЭМС структуры в системах приема радиосигналов» [25], посвященная обзору и моделированию МЭМС для обеспечения адаптивной фильтрации в радиоприемных устройствах. Статья «Расчет, проектирование и реализация широкополосного приемника» [28] из журнала «Специальная техника», написанная в соавторстве с к.т.н. О. А. Васильевым и К. В. Грязновым, посвящена проектированию аналогового тракта радиоприемного устройства для работы в широком диапазоне частот. В журнале ВАК «Проектирование и технология электронных средств» опубликована статья «Методическое и информационное обеспечение автоматизации проектирования телекоммуникационных устройств на основе программно-контролируемого радио» [22], написанная в соавторстве с к.т.н. А. С. Меркутовым. Некоторые методики были применены при разработке системы, не относящейся к классу РПУ, которая описана в статье «Система управления искусственным сердцем» в журнале «Биомедицинская радиоэлектроника» [31] в соавторстве с д.т.н. В. В. Морозовым и к.т.н. А. В. Ждановым. Также результаты работы использовались для тестирования интегральных схем, что описано в статье «Библиотека компонентов внутрисхемного тестирования смешанных интегральных схем» в журнале «Программные продукты и системы» [20] в соавторстве с к. т. н. С. Г. Мосиным и М. А. Кисляковым. Общее число публикаций по теме диссертации составляет 16 работ.

Глава 1 Основные черты, характеристики и тенденции развития цифровых систем на основе ПКР и средств их проектирования

В главе рассматривается состояние исследований в области методов беспроводной передачи информации и средств ее обработки. Выполнен сравнительный анализ различных видов модуляции, на основании которого сделан вывод о необходимых характеристиках РПУ, обеспечивающих их качественный прием.

Проведенный обзор основных архитектур РПУ, построенных с применением ПКР-технологии, позволил оценить их достоинства и недостатки, а также выполнить их сравнительный анализ. Рассмотрены структуры построения современных компонентов РПУ, позволяющих повысить качество и обеспечить реконфигурируемый прием сигналов с различными параметрами.

Выполнен сравнительный анализ современных САПР области проектирования ВЧ и СВЧ телекоммуникационных устройств. Оценка их возможностей позволила выбрать для проведения работы среду ADS как наиболее подходящую. Однако недостатком, вводящим ограничение на использование всех рассмотренных САПР, является отсутствие моделей и маршрутов проектирования ПКР-приемников, что делает данную проблему актуальной для исследования. На основании этого определены цель и задачи работы, направленные на разработку и развитие математического и методического обеспечения проектирования радиоприемных телекоммуникационных устройств на основе ПКР-архитектур.

1.1 Тенденции и перспективы развития современных средств беспроводной связи

В настоящее время беспроводные системы используются во всех сферах жизни, вытесняя проводные линии связи. Постоянно совершенствуясь, беспроводные технологии предлагают высокое качество связи в совокупности с мобиль-

ностью и небольшой стоимостью. Беспроводные системы применяются в различных отраслях и используются для передачи аудио/видео аналоговых сигналов и цифровых сообщений. Несомненно, беспроводные технологии будут развиваться, что даст потребителю наибольшие скорости при меньшем энергопотреблении.

Сравнение современных методов модуляции, используемых для передачи данных

Современные устройства беспроводной связи используют различные виды модуляции в зависимости от ландшафта местности применения, частотного диапазона и скорости передачи данных.

Узкополосная передача данных

Наиболее часто используемыми являются амплитудная манипуляция (АМ) [6], частотная манипуляция (ЧМ) [6], манипуляция с минимальным частотным сдвигом (ММС) [50], гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом (ГММС) [56], фазовая манипуляция (ФМ) и ее подвиды ФМ2, ФМ4, ФМ8 [56], дифференциальные виды ОФМ2, ОФМ4 [56], комбинированные аналого-фазовые виды КАМ8, КАМ16, КАМ32, КАМ64, КАМ128, КАМ256 [89].

В таблице 1.1 приведены принципы формирования сигналов и необходимые характеристики РПУ для их качественной обработки. Также указаны стандарты и сферы применения данных видов модуляций.

Широкополосная передача данных

«Передача с расширенным спектром представляет собой метод модуляции, который применяется к цифровым модулированным сигналам для увеличения их полосы частот до значений, намного превышающих минимум, необходимый для передачи информационных бит» [9].

Наибольшее распространение получили следующие виды широкополосной модуляции: ППРЧ (постоянная перестройка рабочей частоты) [59], DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum, расширение спектра методом прямой последовательности) [59], OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing, мультиплексирование

с ортогональным частотным разделением каналов) [90]. Некоторые параметры данных видов модуляции и требования к РПУ приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.1 – Параметры сигналов и характеристики РПУ для их приема

| Мод. | Изменяемый параметр | Требования к РПУ | Стандарты |
|------|---------------------------|--|---|
| АМ | Мощность огибающей | Наличие АРУ, исключение насыщения усилителей в тракте приема | Эфирное вещание, ВЧ управление, RFID |
| ЧМ | Частота огибающей | Высокая точность установки гетеродина, АПЧ | АМPS, ТАСS, NMT, NTT, С-450, RC2000, ВЧ управление, эфирное вещание |
| ММС | | | ВЧ управление |
| ГММС | | | Bluetooth, GSM, |
| ФМ | Фаза огибающей | Линейность фазы | ZigBee, UWB, 802.11, RFID cdma2000, W-CDMA, IS-95 |
| ОФМ | | | IS-136, PDC |
| КАМ | Фаза и мощность огибающей | Линейность фазы, наличие АРУ | 802.11 |

Таблица 1.2 – Параметры сигналов и характеристики РПУ для их приема (ШПС)

| Мод. | Принцип расширения | Требования к РПУ | Стандарты |
|------|--|--|------------------------|
| ППРЧ | Постоянная перестройка частоты несущей | Быстрая перестройка гетеродина | Bluetooth, 802.11, GSM |
| DSSS | Перемножение данных на ПСП | Широкая полоса работы (до 5 МГц), цифровая обработка | ZigBee, UWB, 802.11 |
| OFDM | Множество ортогональных поднесущих | Широкая полоса работы (до 40 МГц), цифр. обработка | UWB, 802.11 |

*Унификация устройств связи для
возможности работы с различными стандартами*

Поскольку современные беспроводные технологии используют различные стандарты связи, то построение унифицированного устройства приема данных сигналов является одним из приоритетных направлений цифровой радиоэлектроники. Создание устройства, выполняющего прием и демодуляцию всех радиосигналов, на данный момент невозможно без наличия в нем высокопроизводительного цифрового блока обработки данных. Реализация подобного устройства с использованием аналоговых компонентов для демодуляции сигналов приведет к большим габаритам, малой энергоэффективности и высокой стоимости изделия.

Рассмотренные виды модуляции применяются в различных стандартах в зависимости от необходимых скоростей и дальности передачи данных. Наряду с выбором вида модуляции также важны другие методы обработки цифровых данных (помехоустойчивое кодирование, скремблирование, интерполяция и др.). Сочетая в себе все факторы, для разных стандартов существует ряд требований к характеристикам радиоприемного устройства.

Для обеспечения возможности приема сигналов с видами модуляций, приведенными в п. 1.1, были определены необходимые требования к ПКР:

- Наличие регулируемого усилителя для предотвращения насыщения при приеме сигналов с АМ;
- Линейность фазы в компонентах системы для приема сигналов с угловой модуляцией (ЧМ, ФМ);
- Наличие перестраиваемого фильтра для приема сигналов с разной шириной полосы (от нескольких кГц для ЧМ сигналов до десятков МГц для модуляции с расширением спектра);
- Низкий уровень шумов всех трактов системы для увеличения чувствительности;
- Возможность быстрой и точной перестройки гетеродина либо осуществление цифровой демодуляции для сигналов с ППРЧ;

- Наличие высокоскоростного АЦП и блока цифровой обработки данных для работы со сложными видами модуляций, например, OFDM.

Одним из основных компонентов унифицированного приемника является ЦСП либо ПЛИС, которые выполняют цифровую обработку сигналов, осуществляя их фильтрацию, демодуляцию, декодирование и приведение в необходимый для дальнейшей обработки вид. По способам построения аналоговых и цифровых трактов обработки сигналов разделяют несколько архитектур ПКР, которые рассмотрены далее.

1.2 Анализ основных архитектур построения ПКР-приемника

Для построения ПКР-приемника применяют различные архитектуры, отличающиеся в основном трактом ПЧ, что подробно было рассмотрено в трудах П. Б. Кенингтона [103] и П. Бернса [77]. Далее приведено описание архитектур с высокой ПЧ, нулевой ПЧ и их модификаций.

Архитектура ПКР-приемника с высокой ПЧ

Основные различия в архитектурах современных ПКР заключаются в способе формирования и обработки сигнала ПЧ. Рассмотрим структуру квадратурного ПКР-приемника с высокой ПЧ [103]. Высокая ПЧ подразумевает наличие сигнала на частоте в несколько МГц. Одной из наиболее часто используемых является частота 10.7 МГц, однако некоторые устройства работают на более высоких ПЧ (например, для стандарта DECT ПЧ равна 110.59 МГц [73]).

На рисунке 1.1 приведена архитектура приема радиочастотного сигнала с высокой ПЧ с одним преобразованием частоты.

В зависимости от того, для приема какой информации предназначена данная система, должны выбираться ее компоненты. Большую роль в качестве приема сигналов различных видов играют фильтры. Например, если приемник используется для работы в сети GSM (полоса сигнала 200 кГц) и систем связи типа Tetra

(полоса сигнала 25 кГц), фильтр ПЧ должен иметь полосу пропускания не менее 200 кГц для стандарта GSM. В этом случае в данной полосе может находиться 8 каналов стандарта Tetra, что делает невозможным их прием. Поэтому для решения данной задачи необходимо использовать специальные системы, позволяющие менять ширину пропускания фильтра, либо цифровые фильтры.

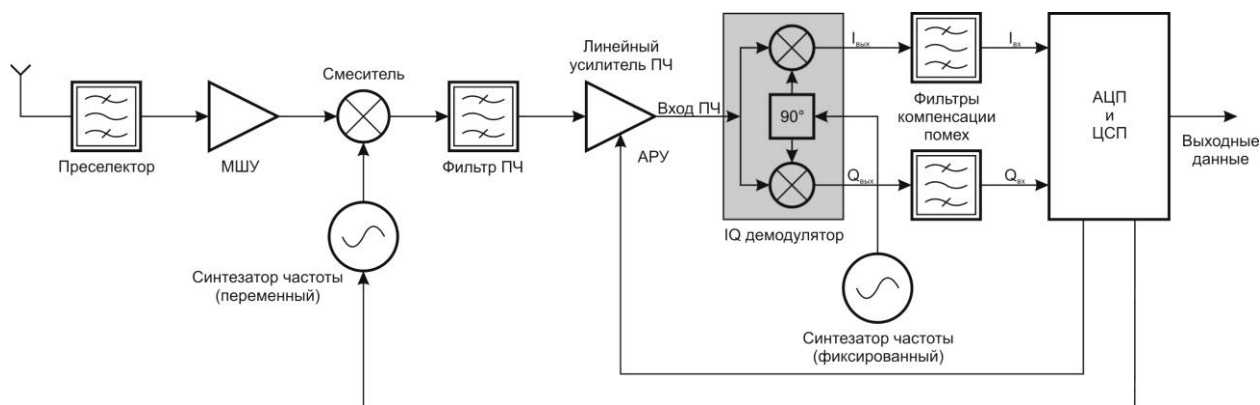


Рисунок 1.1 – Архитектура ПКР с высокой ПЧ

Следует заметить, что использование цифровой обработки сигналов в приемнике позволяет существенно расширить возможности системы за счет сочетания в себе следующих возможностей [103]:

1. Демодуляция радиосигналов;
2. Быстрая работа АРУ;
3. АПЧ при помощи внутреннего (для ЦСП) цифрового синтезатора частоты или подстраиваемого внешнего генератора частоты;
4. Разуплотнение аналоговых данных;
5. Деинтерливинг и декодирование/коррекция ошибок данных.

Необходимо отметить, что в рассматриваемой системе используется квадратурная демодуляция сигналов в аналоговом виде, поэтому для их оцифровки необходимо два АЦП. Однако несомненным достоинством подобных систем является то, что сигнал попадает в цифровой блок обработки данных в базовой полосе частот, что удобно для последующей демодуляции.

Архитектура ПКР-приемника с цифровой ПЧ

Альтернатива однополосному реконфигурируемому приемнику показана на рисунке 1.2 [148].

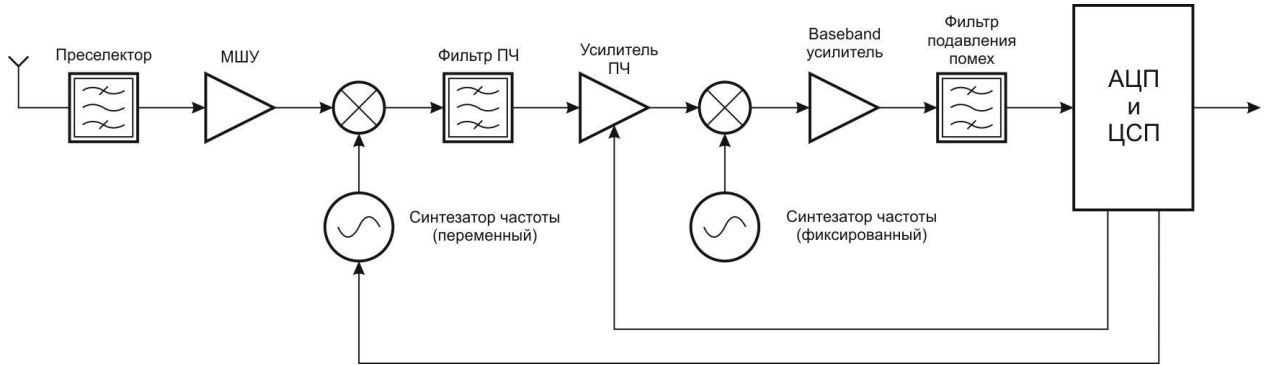


Рисунок 1.2 – Архитектура ПКР с цифровой ПЧ

В данном случае разделение на квадратуры выполняется непосредственно в ЦСП, что позволяет избавиться от наличия постоянной составляющей в сигнале. Такая архитектура используется в том случае, когда частота ПЧ достаточно высока для осуществления выбора канала, но достаточно мала по отношению к полосе обработки АЦП и ЦСП. На данный момент компромиссная частота располагается в диапазоне от 10 до 50 МГц, но постоянно растет с развитием технологий.

Цифровая обработка для приема сигнала цифровой ПЧ

После получения сигнала цифровой ПЧ производится квадратурная демодуляция в форму комплексного сигнала (то есть в сигнал I и Q составляющих в базовой полосе частот) (рисунок 1.3) [103].

Цифровой ПЧ сигнал, созданный квантованием аналогового сигнала на частоте f_s , перемножается с сигналом цифрового квадратурного генератора, работающего на частоте $f_s/4$, который может быть выражен периодически последовательностями: $[1, 0, -1, 0]$ для действительного и $[0, -1, 0, 1]$ для мнимого канала.

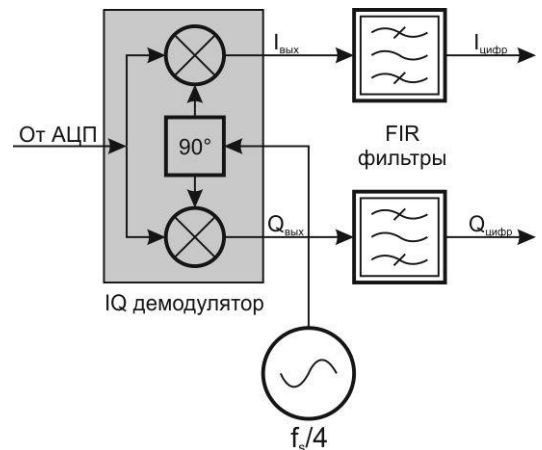


Рисунок 1.3 – Цифровая квадратурная демодуляция

Результирующие I и Q потоки проходят фильтрацию двумя независимыми низкочастотными КИХ фильтрами для формирования необходимого цифрового сигнала в базовой полосе. Далее сигналы могут быть использованы для демодуляции. На практике [148] часто используется удаление отсчетов, которые нужно перемножить на нули в процессе смешения.

Таким образом, система обработки сигналов на высокой цифровой ПЧ является предпочтительным вариантом, так как обеспечивает высокую линейность и низкие шумы в процессе квадратурной демодуляции. Данная архитектура ведет к уменьшению размеров и энергопотребления устройства, поскольку можно использовать только один смеситель и АЦП.

Архитектура ПКР-приемника с нулевой ПЧ

Одноканальный приемник прямого преобразования был впервые предложен Колбруком в 1924 году [82]. Архитектура приемника прямого преобразования или приемника с нулевой ПЧ, применимая для одноканальных и многоканальных систем, показана на рисунке 1.4. В приведенной схеме используется квадратурный демодулятор, переводящий ВЧ сигнал напрямую в базовую полосу частот.

Как описано в трудах П. Б. Кенингтона [103], данные возможности привлекательны для решения следующих задач:

1. Использование цифровой обработки позволяет реализовывать качественные цифровые фильтры для выбора канала приема;
2. Простота архитектуры и потенциально низкая стоимость;
3. Зеркальная частота находится вне полосы сигнала;
4. Необходим только один гетеродин;
5. Не нужен фильтр ПЧ, что уменьшает стоимость и размер конечного устройства и дает возможность реализации системы на одном чипе.

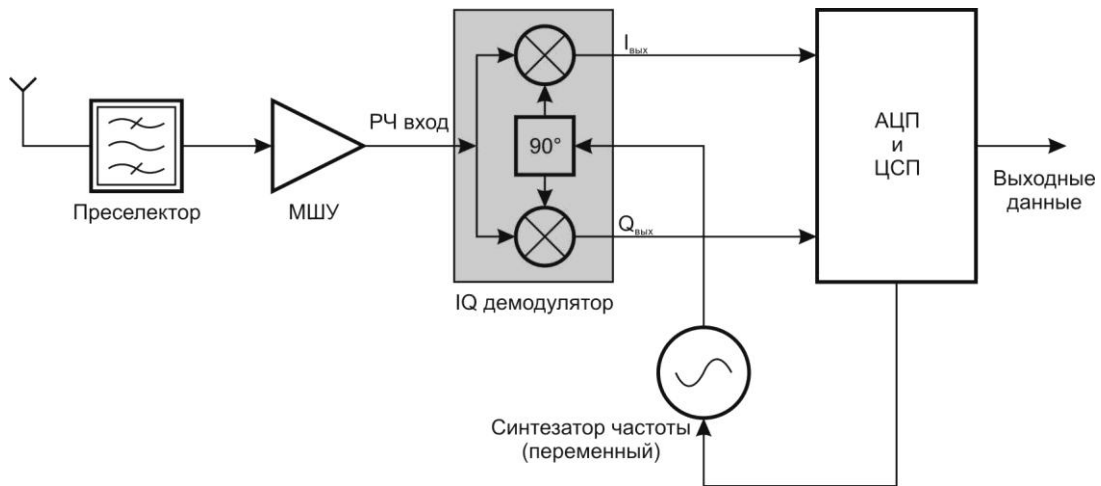


Рисунок 1.4 – Архитектура ПКР с нулевой ПЧ

Однако данная архитектура также имеет ряд фундаментальных проблем, которые накладывают ограничения на ее использование [77]:

1. Требуется высокая точность установки параметров сигналов квадратурного демодулятора в широком диапазоне частот без дополнительной регулировки;
2. Наличие постоянной составляющей в центре базовой полосы частот канала I и Q, значение которой обычно достаточно высоко по сравнению со слабыми сигналами, которые приемник должен демодулировать. Это приводит к ухудшению чувствительности и вносит большие ограничения при работе со многими видами модуляций, так как в основном они имеют значительный уровень энергии в данной точке их спектра;
3. Некоторая мощность гетеродина может быть излучена в эфир, что способствует появлению постоянной составляющей в сигнале ПЧ;
4. Использование нулевой ПЧ приводит к появлению в сигнале низкочастотных шумов в середине канала ($1/f$ шумы);
5. Интермодуляционные искажения второго порядка в базовой полосе.

Одним из случаев выгодного использования архитектуры с нулевой ПЧ может стать ее применение в качестве приемника прямого преобразования для низких частот. Используя АЦП средней мощности, работающий на частоте 125 МГц, можно получить РПУ, принимающее сигналы до 62,5 МГц. Примером такого использования является приемник QS1R [133]. Работая в диапазоне частот от 10 кГц

до 62 МГц, он позволяет осуществлять демодуляцию АМ, ЧМ и других сигналов при помощи программного обеспечения ПК и имеет чувствительность порядка -100 дБм. Простота реализации (основные компоненты – это АЦП и ПЛИС) обеспечивает относительно невысокую стоимость данного приемника.

Сравнение характеристик архитектур ПКР-приемников

Рассмотренные архитектуры используются в различных системах в зависимости от поставленных требований к характеристикам принимаемого сигнала, размерам, энергопотреблению и стоимости устройства. Результаты обзора в виде основных параметров ПКР и их значений для рассмотренных архитектур приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Характеристики архитектур ПКР-приемников

| Параметр | Высокая ПЧ | | Нулевая ПЧ | |
|---------------------|--------------------------------|--------------------------------|---------------------|---------------------|
| | Обычная | Цифровая | Обычная | Цифровая |
| Чувствительность | Высокая | Средняя | Низкая | Низкая |
| Избирательность | Высокая | Высокая | Низкая | Низкая |
| Собственные шумы | Низкие | Средние | Высокие | Высокие |
| Излучение в эфир | Нет | Нет | Есть | Есть |
| Зеркальная частота | Может оказаться в полосе | Может оказаться в полосе | Внеполосная | Внеполосная |
| Интермод. искажения | Низкие | Низкие | Высокие | Высокие |
| Кол-во гетеродинов | От 1 до 3 | От 1 до 2 | Один | Один |
| Количество АЦП | 2 | 1 | 2 | 1 |
| Диапазон работы | Широко- полосный | Широко- полосный | Широко- полосный | Широко- полосный |
| Энергопотребление | Высокое | Среднее | Среднее | Низкое |

Таблица 1.3 (продолжение) – Характеристики архитектур ПКР-приемников

| Параметр | Высокая ПЧ | | Нулевая ПЧ | |
|--------------|------------|----------|------------|-----------|
| | Обычная | Цифровая | Обычная | Цифровая |
| Габариты РПУ | Большие | Большие | Небольшие | Небольшие |
| Стоимость | Высокая | Высокая | Средняя | Низкая |

Выбор архитектуры РПУ должен проводиться в соответствии с приведенными сравнительными характеристиками на основании необходимых требований к эксплуатационным и технико-экономическим параметрам разрабатываемого приемника. Для обеспечения высокого качества РПУ необходимо выполнять проектирование с применением современной элементной базы. Далее рассмотрим характеристики базовых компонентов, используемых при проектировании радио-приемных устройств для ПКР-архитектур.

1.3 Современные структуры реализации реконфигурируемых фильтров в трактах ПКР-приемников

Одним из аспектов эффективной работы ПКР-приемника является качественная фильтрация в ВЧ и ПЧ трактах. Фильтры должны вносить малые потери и нелинейные искажения, а также иметь возможность изменять свои характеристики. В приведенных архитектурах (см. п. 1.2) фильтрация применяется в преселекторе и тракте ПЧ. Рассмотрим несколько технологий построения активных фильтров.

Фильтры, основанные на МЭМС-структурах

В последнее время одним из приоритетных направлений в развитии элементной базы средств коммутации являются МЭМС-структуры. МЭМС – это группа микро устройств, которые используются для различных сфер электроники, а в основе их производства лежат модифицированные технологические приемы

микроэлектроники [51]. Принцип работы МЭМС коммутируемых систем основывается на принципе работы электромагнитного реле [150].

МЭМС коммутаторы можно успешно применять для построения реконфигурируемого LC фильтра. Принцип работы такого фильтра лежит в использовании матриц L и C элементов, соединяемых между собой в любые последовательности при помощи высокочастотных МЭМС-коммутаторов.

На рисунке 1.5 приведена структура, состоящая из четырех конденсаторов, подключаемых при помощи МЭМС коммутаторов. Данная структура может легко быть реализована в интегральной схеме, поскольку технологический процесс изготовления конденсаторов достаточно прост и будет занимать в топологии малые площади [137].

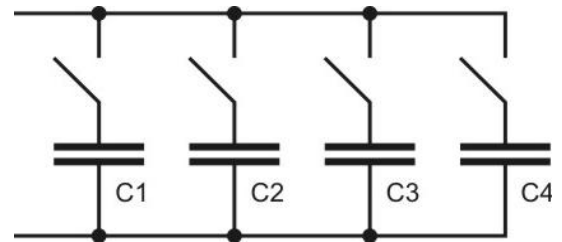


Рисунок 1.5 – МЭМС-структуры для коммутируемых емкостей

Рассмотрим использование МЭМС коммутатора в преселекторе РПУ. Для широкополосного ПКР-приемника необходимо использовать несколько фильтров с различной центральной полосой пропускания. На рисунке 1.6 приведен вариант использования нескольких коммутационных МЭМС-структур для переключения ПАВ фильтров. Выбор необходимого диапазона осуществляется одновременным включением двух МЭМС-коммутаторов (например, 2.1 и 2.2) [25].

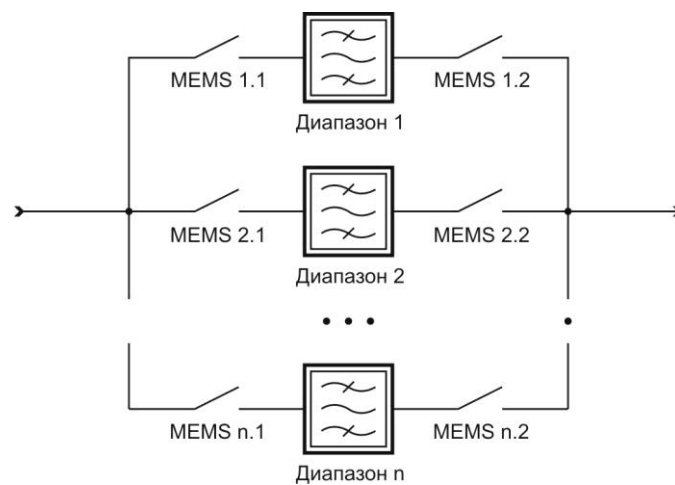


Рисунок 1.6 – Пример использования МЭМС-структур для преселектора

Фильтры, основанные на Gm-C структурах

В основе функционирования данного типа фильтров лежит возможность изменения проводимости полевого транзистора воздействием внешнего управляющего напряжения, которое влияет на проводимость (G_m) транзистора. Изменяя данный параметр, на выходе формируется варьируемый ток, который может быть использован для управления емкостью конденсатора [149].

Недостатком G_m ячеек является то, что полевые транзисторы имеют квадратичную вольтамперную характеристику, и это приводит к наличию интермодуляционных искажений и интерференции в полосе сигнала.

Авторами Tien-Yu Lo и Chung-Chih Hung [141] рассмотрено несколько способов реализации G_m ячейки, которые отличаются свойствами, различными режимами работы и величиной вносимых нелинейных искажений. Одна из возможных реализаций – это включение перекрестной связью. На вход подобной структуры подается дифференциальное напряжение, которое превращается в варьируемый ток. Используя изменяемые величины токов, можно управлять емкостью конденсатора, подключенного к выходу схемы. Таким образом, управляя G_m ячейкой, производится изменение емкости конденсатора.

Исследования в области G_m -C структур, проведенные Doicaru E., Dan-Ovidiu A. [85], группой G. Bollati, S. Marchese, M. Demicheli, и R. Castello [74], показывают возможность реализации фильтров на данных структурах. Самый большой недостаток – это вероятность внесения полевыми транзисторами нелинейных искажений в обрабатываемый сигнал. Еще одним минусом, вводящим ограничение на использование G_m -C структур для фильтрации сигналов, является то, что они имеют низкую граничную частоту работы. То есть нельзя использовать данные структуры для ВЧ и СВЧ приложений. Однако применение данных фильтров на частотах до 100 МГц позволит осуществлять качественную реконфигурируемую фильтрацию радиосигналов.

Фильтры на переключаемых емкостях

Результаты исследований авторов М. Гауси и К. Лакера [8] в области переключаемых емкостей показывают большие возможности применения данных структур для построения активных фильтров. Производители радиокомпонентов Texas Instruments, Linear Technology и др. [139, 140] занимаются разработкой и выпуском фильтров, работающих по данной технологии.

Самым распространенным применением является использование простой структуры подключения емкости, показанной на рисунке 1.7. Сопротивление для приведенной схемы можно рассчитать по формуле 1.1.

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{пр}} &= \frac{Q}{T_{\text{такт}}} = \frac{C(V_{\text{вх}} - V_{\text{вых}})}{T_{\text{такт}}} \\ I_{\text{пр}} &= \frac{(V_{\text{вх}} - V_{\text{вых}})}{R} \end{aligned} \right\} R = \frac{T_{\text{такт}}}{C} = \frac{1}{f_{\text{такт}} C}, \quad (1.1)$$

где $V_{\text{вх}}$ – входное напряжение, $V_{\text{вых}}$ – выходное напряжение, $I_{\text{пр}}$ – ток, проходящий через цепь, C – емкость конденсатора, $T_{\text{такт}}$ – период тактирования, $f_{\text{такт}}$ – частота тактирования, R – сопротивление.

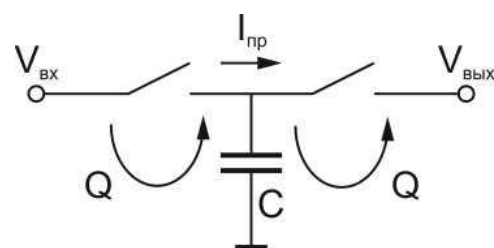


Рисунок 1.7 – Структура переключаемой емкости

Недостатком данных цепей является частота обработки сигналов, которая должна быть меньше частоты тактирования ключей. Поскольку в качестве коммутаторов используются полевые транзисторы, то для обеспечения ключевого режима их работы необходимо правильно рассчитывать напряжения управления, так как при работе с небольшим уровнем входного сигнала большое управляющее напряжение может внести искажения.

Переключаемые емкости используются в биквадратных звеньях фильтрации, что позволяет получить изменяемое сопротивление в обратных связях операционных усилителей для регулировки параметров фильтра. Данные структуры широко используются в радиоаппаратуре благодаря простой реализации на кристалле.

Цифровые фильтры

С развитием цифровой микроэлектроники появились новые возможности по обработке сигналов. Одно из современных применений ЦОС – это цифровая фильтрация сигналов. По данному направлению работает много авторов, например Айфичер Э. С., Джервис Б. У. [1], Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. [11], Смит С. [58].

В современной цифровой электронике используются различные структуры цифровых фильтров, имеющих два вида импульсных характеристик: конечная (КИХ) и бесконечная (БИХ). КИХ фильтры являются более устойчивыми к импульсным воздействиям, однако имеют больший порядок по сравнению с БИХ фильтрами.

К преимуществам цифровых фильтров можно отнести то, что они имеют высокую точность, в отличие от аналоговых фильтров их передаточная характеристика не зависит от дрейфа характеристик элементов, они легко настраиваются и очень компактны. К недостаткам же можно отнести то, что цифровыми фильтрами сложно обрабатывать ВЧ сигнал, а также затруднительно фильтровать сигнал в реальном времени, так как необходима большая скорость.

Основные параметры цифрового фильтра – это его порядок и коэффициенты. Так как порядок фильтра зависит от заданных для него характеристик, то при их динамическом изменении необходимо производить пересчет структуры фильтра и его коэффициентов, что требует больших вычислительных затрат. Для решения данной проблемы можно спроектировать фильтр с заведомо максимальным порядком и рассчитать для него коэффициенты для разных случаев. Таким образом, фильтр можно будет быстро перестраивать, меняя его коэффициенты.

Учитывая современное развитие ЦОС, цифровые фильтры являются одним из самых перспективных направлений фильтрации сигналов на низких частотах. Так как цифровые фильтры имеют малые размеры, высокую селективность и не имеют зависимости от характеристик внешних элементов, они являются наиболее привлекательными по сравнению с аналоговыми фильтрами.

Сравнение характеристик реконфигурируемых фильтров

Приведенные типы фильтров могут быть применены к любой из архитектур, рассмотренных в п. 1.2. Далее приведены достоинства и недостатки рассмотренных фильтров, а также наименования трактов, где они могут быть применены.

Достоинства и недостатки фильтров на МЭМС-структурах (переключение нескольких фильтров, коммутируемые емкости) приведены в таблице 1.4. Тракты применения фильтров на МЭМС структурах: преселектор, тракт ПЧ.

Таблица 1.4 – Достоинства и недостатки фильтров на МЭМС-структурах

| Достоинства | Недостатки |
|---|--|
| Нет потерь на элементах коммутации | Дискретность изменения параметров |
| Отсутствие влияния коммутации на характеристики исходного фильтра | |
| Быстрое изменение параметров | Внесение искажений в процессе изменения параметров фильтра |
| Выполняется в интегральном виде | |
| Низкое энергопотребление | Сложная реализация в интегральной технологии СБИС |
| Отсутствие нелинейных искажений | |

Достоинства и недостатки фильтров на Gm-C структурах приведены в таблице 1.5. Тракты применения фильтров на Gm-C структурах: тракт ПЧ.

Таблица 1.5 – Достоинства и недостатки фильтров на Gm-C структурах

| Достоинства | Недостатки |
|---------------------------------|-----------------------|
| Интегральное исполнение | Низкая частота работы |
| Плавное изменение характеристик | Нелинейные искажения |
| Отсутствие эффекта коммутации | Сложные структуры |

Достоинства и недостатки фильтров на переключательных емкостях приведены в таблице 1.6. Тракты применения фильтров на переключательных емкостях: тракт ПЧ.

Таблица 1.6 – Достоинства и недостатки фильтров на переключательных емкостях

| Достоинства | Недостатки |
|---------------------------------|---|
| Интегральное исполнение | Необходим внешний генератор |
| Простая структура | Низкая предельная частота работы (вдвое ниже частоты переключения емкостей) |
| Отсутствие нелинейных искажений | Искажения в процессе коммутации |

Достоинства и недостатки цифровых фильтров приведены в таблице 1.7. Тракты применения цифровых фильтров: блок ЦОС.

Таблица 1.7 – Достоинства и недостатки цифровых фильтров

| Достоинства | Недостатки |
|--|--|
| Повторяемость характеристик | Работа только с цифровыми сигналами |
| Высокая точность установки параметров фильтров | Частота обработки в два раза ниже частоты тактирования |
| Отсутствие искажений | Высокие вычислительные затраты |

Таким образом, сочетание рассмотренных фильтров в одном устройстве позволит обеспечить высокие требования к избирательности и блокировке РПУ в необходимом диапазоне частот. Все рассмотренные способы реализации фильтров обладают как достоинствами, так и недостатками, которые необходимо учитывать при проектировании РПУ. В таблице 1.8 показаны результаты сравнительной характеристики рассмотренных реконфигурируемых фильтров.

Таблица 1.8 – Сравнительная характеристика фильтров

| Параметр | МЭМС структуры | Gm-C структуры | Перекл. емкости | Цифр. фильтры |
|-------------------------|-------------------|-------------------|--------------------|------------------|
| Диапазон частот | НЧ, ВЧ, СВЧ | НЧ | НЧ | НЧ |
| Искажения | Коммутац. | Нелин. | Коммутац. | Квантования |
| Скорость перестройки | Быстрая | Средняя | Быстрая | Медленная |
| Изменение характеристик | Дискретно | Плавно | Плавно | Дискретно |
| Точность параметров | Высокая | Средняя | Низкая | Высокая |
| Энергопотребление | Низкое | Низкое | Среднее | Среднее |

1.4 Смесители

На данный момент в элементной базе производителей микроэлектроники предлагается большой выбор смесителей различной структуры, параметров и стоимости. Основные типы смесителей [129]:

1. Single-device Mixer (смеситель на одном нелинейном компоненте (диоде, транзисторе)): является наименее эффективным, так как добавляет в обрабатываемый сигнал шумы гетеродина, и поэтому всегда требует наличие фильтра;

2. Single-Balanced Mixer (балансный смеситель): позволяет решить проблемы смесителя на одном компоненте, имея балансную схему включения двух таких смесителей;

3. Double-Balanced Mixer (кольцевой балансный смеситель): обладает наибольшими потерями преобразования (наименьшим усилением) и меньшей верхней частотой по сравнению с обычным балансным смесителем, но дает более широкую полосу пропускания.

Основные преимущества балансных схем перед однокомпонентными устройствами:

- Подавление паразитных и интермодуляционных продуктов;

- Наилучшая изоляция сигналов между высокочастотным входом, входом гетеродина и выходным сигналом;
- Подавление амплитудных шумов гетеродина.

Технологически смесители изготавливаются с применением р-і-п диодов, полевых транзисторов, биполярных и полевых транзисторов, включенных по схеме Гильберта [47].

Для СВЧ частот выгодно использовать смесители на микрополосковых линиях, например, на мосту Ланге [62]. Поскольку мост Ланге применяется в основном для частот выше 5 ГГц, то его моделирование в процессе работы рассматриваться не будет, так как для анализируемых ПКР-устройств, работающих в основном на частотах до 3 ГГц, его применение нецелесообразно.

1.5 Аналого-цифровой преобразователь

Одним из ключевых компонентов в ПКР является АЦП. От его характеристик зависят такие важные параметры, как полоса принимаемого сигнала, коэффициент шума в преобразованном сигнале и чувствительность всей системы в целом. Современные производители микроэлектронных средств выпускают высокоскоростные АЦП с большой разрешающей способностью. Например, компания Analog Devices предлагает АЦП AD6641 с частотой выборки до 500 MSPS (мега-семплов в секунду), что позволяет обрабатывать полосу шириной 250 МГц [67]. От разрешения АЦП зависит минимальный уровень сигнала, который может быть оцифрован, что определяет чувствительность приемника и уровень необходимого предварительного усиления. Основные параметры и методы их тестирования рассмотрены в работе Lundberg К. Н. [111].

Отношения сигнал/шум для различного разрешения АЦП можно рассчитать при помощи формулы (1.2) [111].

$$\text{SNR} = 20 \log \left(\frac{V_{\text{rms}}}{\sqrt{E(\varepsilon^2)}} \right) = 20 \log(2^N \sqrt{1.5}) = 6.02N + 1.76 \text{ dB} \quad (1.2)$$

Поскольку АЦП является одним из главных компонентов ПКР, то от его выбора зависит качество приема сигналов. Несомненно, наилучшим выбором является АЦП с большим разрешением и большой скоростью работы. Однако это приведет к удорожанию конечного устройства и повышению его энергопотребления. Поэтому выбор АЦП является важной задачей при проектировании РПУ.

1.6 Обзор и сравнительный анализ современных САПР

Сравнение ведущих САПР проектирования телекоммуникационных устройств и систем

Проектирование современных аналоговых и цифровых устройств передачи и обработки данных невозможно без использования систем автоматизированного проектирования. Одной из задач, решаемой САПР, является моделирование проектируемого устройства с учетом наибольшее количества внешних и внутренних факторов, которые могут иметь место в реальных условиях его эксплуатации. Наилучшими считаются системы, которые сочетают в себе несколько возможностей (например, проектирование аналоговых, цифровых и смешанных устройств). Также большим плюсом является наличие и постоянное обновление библиотек компонентов существующих фирм производителей.

Были рассмотрены САПР, которые могут быть использованы при проектировании телекоммуникационных устройств и систем на основе ПКР-архитектур. В таблице 1.9 приведен анализ функциональных возможностей некоторых из них, ориентированных на разработку ВЧ и СВЧ радиоприемных устройств и их элементной базы: Advanced Design System (ADS) [61], Cadence (Cad.) [78], R. A. Wood (RAW) [124], Sonnet (Sonnet) [134], Microwave Office (MWO) [116], Computer Simulation Technology (CST) [83].

Таблица 1.9 – Функциональные возможности САПР

| Функциональные возможности | ADS | Cad. | RAW | Sonnet | MWO | CST |
|--|------------|-------------|------------|---------------|------------|------------|
| Анализ по постоянному току | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть |
| Малосигнальный анализ | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть |
| Анализ нелинейных характеристик | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть |
| Электромагнитный симулятор | Есть | Есть | Нет | Есть | Есть | Есть |
| Моделирование ЦОС | Есть | Есть | Нет | Нет | Нет | Нет |
| Расчет цифровых фильтров | Есть | Есть | Нет | Нет | Нет | Нет |
| Моделирование VHDL кода | Есть | Есть | Нет | Нет | Есть | Нет |
| Библиотеки реальных компонентов | Есть | Есть | Нет | Есть | Есть | Есть |
| Схемотехнический редактор | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть | Есть |
| Топологический редактор | Есть | Есть | Нет | Есть | Есть | Есть |
| Смешанное аналого-цифровое моделирование | Есть | Есть | Нет | Нет | Есть | Нет |
| Оптимизаторы | Есть | Есть | Есть | Нет | Есть | Есть |
| Модуляторы/ демодуляторы сигналов | Есть | Есть | Есть | Нет | Есть | Нет |

Для анализа аналоговых сигналов при разработке радиоприемных устройств используются малосигнальные методы анализа, методы анализа во временной области и метод гармонического баланса. Все рассмотренные САПР позволяют выполнять моделирование аналоговых трактов РПУ. Большой интерес при разработке устройств данного класса представляет возможность низкоуровневого моделирования схем на аналоговых компонентах (например, полевых и биполярных

транзисторах) и оценка влияния их нелинейных характеристик на дальнейшую обработку сигналов. Из рассмотренных систем данную функцию имеет САПР ADS, Cadence и Microwave Office. Недостатком Cadence при работе в данном режиме является ограниченный набор моделей аналоговых компонентов. Отличительной особенностью САПР ADS в этом случае является широкий спектр инструментов для анализа характеристик аналоговых компонентов, которыми могут выступать как имеющиеся библиотеки элементов, так и функциональные модели, позволяющие в ручном режиме задавать характеристики исследуемых компонентов.

Основной проблемой рассмотренных САПР является отсутствующий, или недостаточно полный функционал для выполнения смешанного аналого-цифрового моделирования. Поскольку РПУ на основе ПКР-архитектур содержат в себе аналоговые и цифровые тракты обработки сигналов, то оценка влияния аналоговых компонентов на цифровую обработку является одним из важных аспектов при проектировании данных устройств. Так как основной задачей САПР Microwave Office является разработка аналоговых устройств приема и обработки сигналов, то составляющая цифровой обработки представлена достаточно слабо, что вносит ограничения применения данной САПР для проектирования ПКР-приемников. САПР ADS имеет большой набор компонентов для построения схем цифровой обработки сигналов. Работая с несколькими форматами сигналов (временной, целочисленный, дробный, комплексный и др.) и имея библиотеки для проектирования трактов ЦОС для GSM, GPRS, CDMA и других систем, ADS позволяет строить и анализировать сложные схемы обработки данных. Возможность внесения в сигналы искажений, присущих реальным каналам передачи данных (затухание, переотражение, эффект Доплера и др.) позволяет получать результаты моделирования максимально отражающие процессы в реальном устройстве. Однако недостатком цифровой подсистемы САПР ADS является отсутствие специализированных библиотек для проектирования радиоприемных устройств на основе ПКР-архитектур.

По результатам обзора можно сделать вывод, что из рассмотренных САПР наиболее подходящими для проектирования ПКР-устройств являются САПР ADS, Cadence и Microwave Office. Основные преимущества данных САПР заключается в наличии различных видов анализа аналоговых схем, моделирование цифровых систем, а также моделирование смешанных аналого-цифровых проектов. САПР ADS является наиболее удобной и функциональной с точки зрения выполнения сквозного проектирования устройств, а также позволяет проводить анализ сложных аналоговых схем с применением различных методов моделирования и оптимизаторов, выполнять моделирование цифровых блоков с применением различных модуляторов/демодуляторов, в том числе используя программные VHDL блоки. Объединив разработанные модели в один аналого-цифровой проект, можно выполнить сквозное моделирование с учетом влияния нелинейных шумов аналоговой области на результаты цифровой обработки при помощи метода огибающей [38]. Поэтому в качестве основной среды проектирования для выполнения целей работы было предложено использовать САПР ADS фирмы Agilent Technologies.

САПР Advanced Design System

САПР ADS предназначена для проектирования и моделирования широкого класса аналоговых и цифровых устройств в диапазоне ВЧ и СВЧ и состоит из трех подсистем: топологического, схемотехнического и цифрового моделирования. На рисунке 1.8 приведена структура САПР ADS.

Основные виды анализа САПР ADS, которые используются при проектировании телекоммуникационных устройств:

- Анализ по постоянному току (DC Simulation) [35];
- Анализ по переменному току (AC Simulation) [48, 2];
- Анализ S-параметров (S_Param Simulation) [10];
- Анализ методом гармонического баланса (HB Simulation) [2, 41];
- Анализ большесигнальных S-параметров (LSSP Simulation) [10];

- Анализ динамической характеристики (XDB Simulation) [10];
- Анализ методом огибающей (Envelope Simulation) [38];
- Анализ во временной области (Transient Simulation) [38, 49];
- Анализ числовых потоков данных (Data Flow) [38].

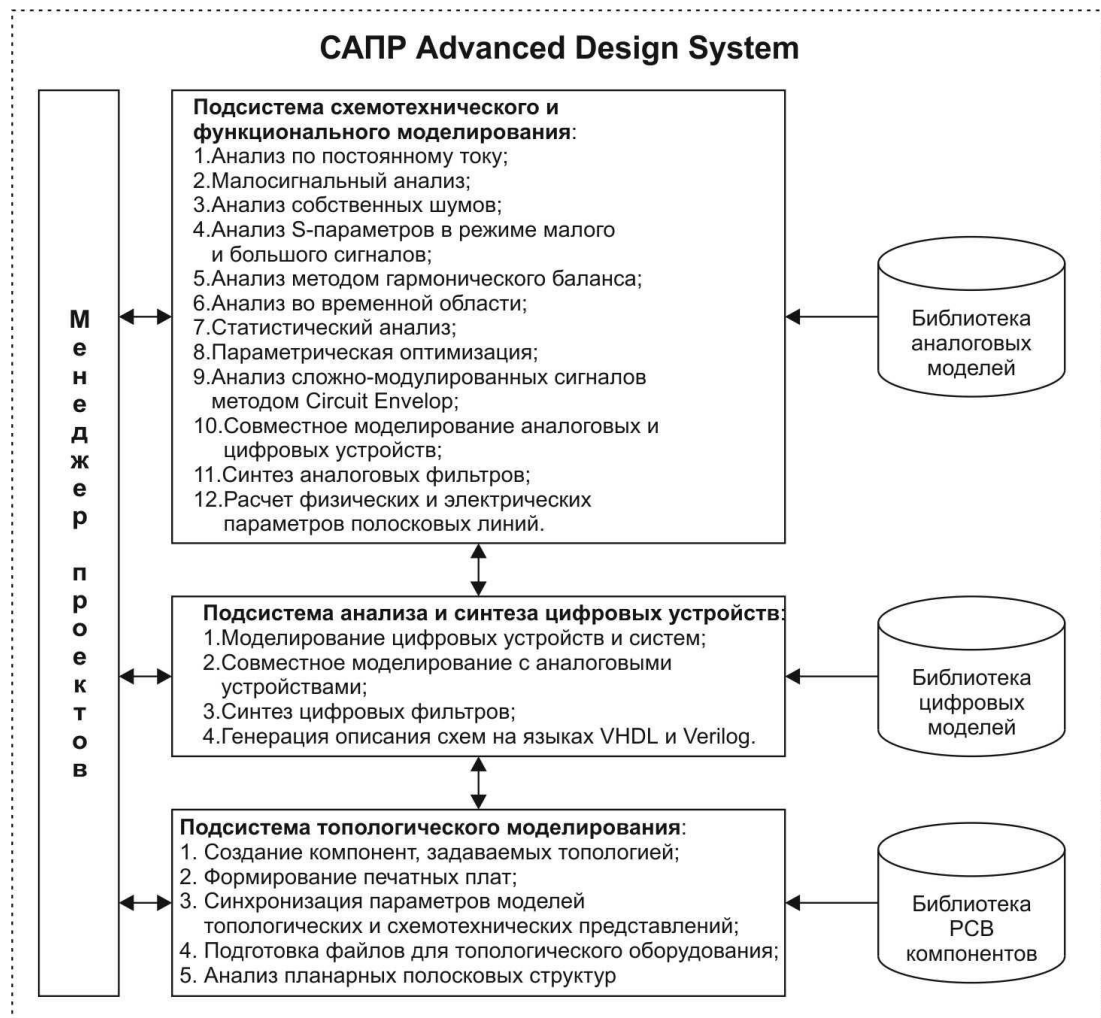


Рисунок 1.8 – Структура САПР ADS

Недостатки САПР ADS для проектирования ПКР-приемников

Как уже было отмечено в п. 1.6.1 САПР ADS обладает большим набором необходимых методов анализа, функциональных модулей и утилит для выполнения разработки устройств, сочетающих в себе сложные аналоговые и цифровые структуры, подобно программно-контролируемому радио. Однако определено, что для эффективного проектирования ПКР-устройств отсутствуют наработанное

методическое и специализированное математическое обеспечение, ориентированное на решение различного класса задач при моделировании аналоговых и цифровых трактов РПУ, что делает задачу разработки данного обеспечения актуальной для исследования.

Учитывая рассмотренный теоретический материал по реконфигурируемым фильтрам, которые могут быть использованы для ПКР-приемников, необходимо отметить отсутствие в САПР ADS математического обеспечения для анализа компонентов на МЭМС и Gm-C структурах и переключательных емкостях. Недостаточно рассмотрены вопросы влияния фазовых шумов гетеродина на преобразование радиочастотного сигнала, что является немаловажным фактором при оценке комплексных моделей РПУ. Как уже было отмечено в п.1.6.1. в САПР ADS не представлены модели для выполнения цифровой обработки сигналов для ПКР-устройств, что вносит ограничение в использование данной САПР при решении задач проектирования РПУ на основе ПКР-архитектур.

Кроме математического обеспечения при проектировании РПУ большую роль играет методическое обеспечение, предоставляемое в виде маршрутов и методик, которые определяют последовательность действий при выполнении разработки, рекомендации по выбору структур трактов радиоприемного устройства, использование методов моделирования и оцениваемые характеристики. Обзор печатных работ отечественных и зарубежных авторов показал, что данный вопрос рассмотрен в недостаточной степени, что также вносит большие ограничения в использование САПР для проектирования устройств данного класса.

На рисунке 1.9 приведено существующее обеспечение САПР ADS и его состав, а также необходимые составляющие методического и математического обеспечений для проектирования программно-контролируемого радиоприемника, которые предложены автором для решения задач проектирования ПКР-устройств.

Как видно из данной структуры, САПР ADS позволяет проводить комплекс автоматизированных измерений при разработке и испытании телекоммуникационной аппаратуры на стадии проектирования и физического тестирования. Поскольку САПР ADS имеет возможность выполнять модуляцию и демодуляцию

сигналов в цифровой подсистеме при помощи файлов определенного формата и прямой связи с аппаратной продукцией компании Agilent, то данную возможность можно также применить для тестирования ПКР-устройств. Предложенная методика тестирования ПКР при помощи САПР и математическое обеспечение для нее позволяет выполнять качественный анализ работы РПУ различных архитектур.

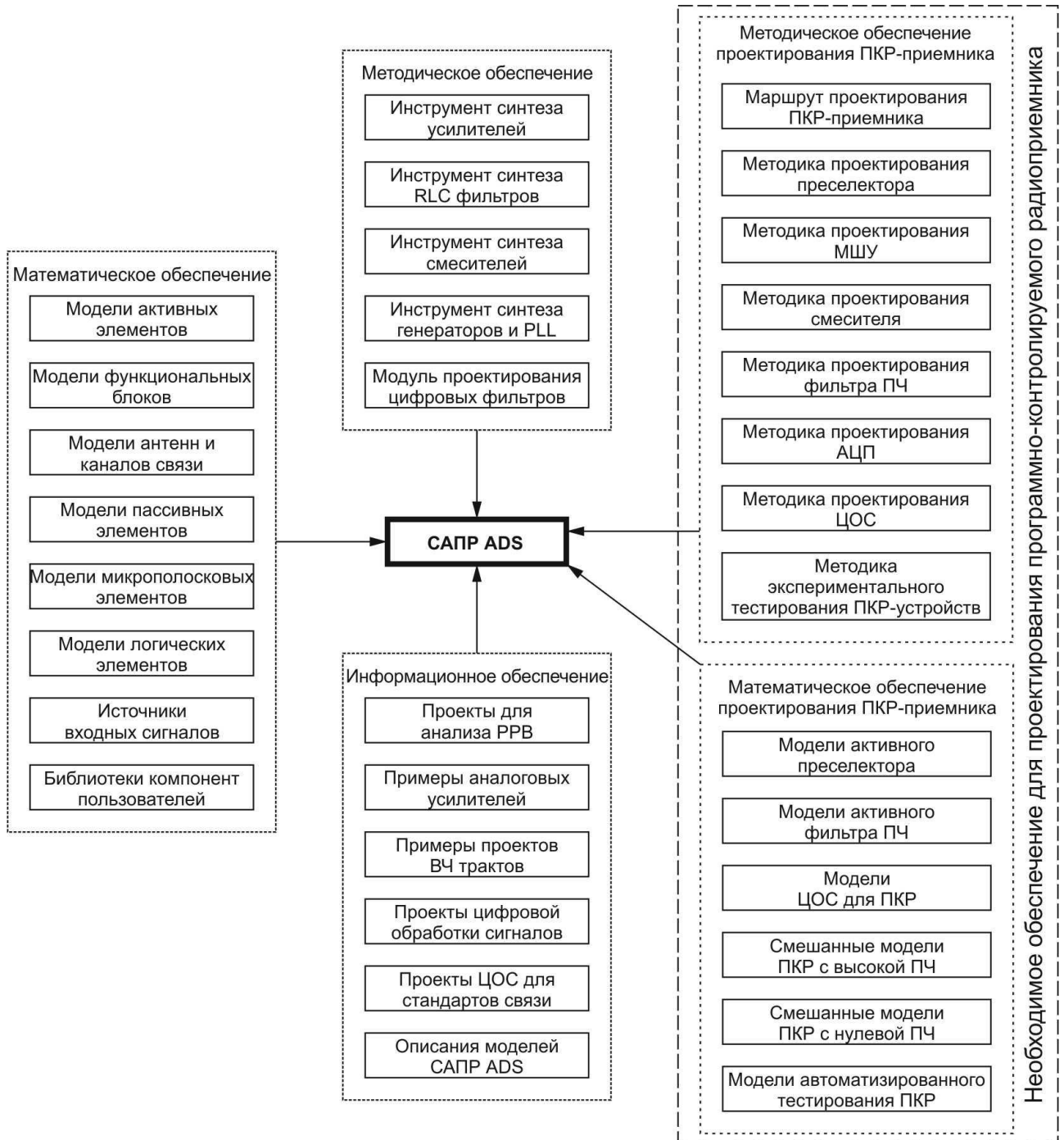


Рисунок 1.9 – Виды обеспечений САПР ADS

1.7 Постановка цели и задач работы

Проведенный анализ предметной области исследования позволил определить необходимость использования САПР при проектировании современных радиоприемных устройств на основе ПКР-архитектур. Обзор САПР области разработки телекоммуникационных устройств показал отсутствие моделей и методик проектирования современных РПУ, построенных с применением ПКР-технологий. Стремительное развитие данных архитектур делает данную проблему актуальной для исследования.

Цель работы – развитие математического и методического обеспечений САПР устройств приема и обработки радиосигналов на основе программно-контролируемого радио для повышения эффективности проектирования устройств данного класса. Для достижения поставленной цели в работе решены следующие задачи:

1. Анализ современных методов модуляции, архитектур радиоприемных устройств на основе ПКР и их компонентов, позволивший определить необходимые параметры для создания унифицированного РПУ;

2. Исследование возможностей использования существующих САПР для разработки телекоммуникационных устройств в ПКР-системах, в результате чего были выявлены недостатки методического и математического обеспечения автоматизированного проектирования ПКР-приемников и выбрана базовая САПР в качестве платформы для их развития;

3. Разработка математического обеспечения системы проектирования в виде моделей компонентов ПКР, а также смешанных моделей ПКР-приемников, которое позволило осуществить комплексное проектирование РПУ;

4. Разработка методического обеспечения автоматизированного проектирования и тестирования устройств приема и обработки сигналов на основе ПКР, которое позволило повысить эффективность проектирования и экспериментального исследования ПКР-приемника и его трактов;

5. Применение разработанного маршрута при проектировании широкополосного ПКР-приемника, экспериментальное тестирование макета РПУ, подтвердивших эффективность использования предложенных моделей, маршрутов и методик.

1.8 Выводы по 1-й главе

Результаты данной главы состоят в следующем:

1. Выполнен анализ современных методов модуляции, применяемых для беспроводной связи, что позволило определить требования к характеристикам РПУ, осуществляющего прием и обработку сигналов различных стандартов передачи данных.

2. Рассмотрены основные архитектуры ПКР-приемников. Сравнительный анализ позволил определить достоинства и недостатки данных архитектур.

3. Проведен анализ современных технологий и структур трактов РПУ. Оценка характеристик архитектур реконфигурируемых фильтров позволила определить их достоинства и недостатки, а также сделать выводы о наиболее предпочтительных трактах ПКР-приемника для их применения.

4. Выполнено сравнение САПР телекоммуникационных устройств, на основании которого в качестве среды, применяемой в ходе работы, выбрана САПР ADS, так как она имеет лучший функционал для проектирования ПКР-приемников.

5. Оценка существующего математического и методического обеспечения САПР ADS для проектирования РПУ на основе ПКР-архитектур показала, что оно не позволяет проводить качественную разработку подобных устройств. На основании этого выполнена постановка цели и задач диссертационной работы.

Глава 2 Математическое обеспечение САПР ADS для устройств приема и обработки сигналов на основе ПКР-архитектур

В главе предложено математическое обеспечение для автоматизированного проектирования и тестирования трактов РПУ на основе ПКР-архитектур.

Предложена модель реконфигурируемого преселектора на основе МЭМС-структур. Рассмотрено несколько архитектур, позволяющих изменять характеристики преселектора. Разработана модель для анализа эффекта коммутации МЭМС ключей.

Разработаны модели для оценки характеристик МШУ, представленного в виде библиотеки производителей микроэлектроники, описаний S-параметров и функциональных моделей.

Предложены модели для анализа тракта преобразования частоты. В частности рассмотрены способы формирования фазовых шумов в гетеродинах.

Предложены модели реконфигурируемых фильтров тракта ПЧ: на основе Gm-C структур и ОУ с изменяемым сопротивлением в обратной связи биквадратных звеньев при помощи переменных резисторов и переключательных емкостей.

Разработаны модели компонентов цифровой обработки сигналов для высокой и нулевой ПЧ. Предложенные проекты для анализа данных моделей позволяют выполнить оценку качества работы блоков ЦОС на основании результатов расчета битовой ошибки для обработанных модулированных сигналов.

Предложены модели для автоматизированного тестирования ПКР-приемников при помощи измерительной аппаратуры фирмы Agilent и САПР ADS.

2.1 Модель преселектора

Задача разработки преселектора системы является наиболее важной при проектировании широкодиапазонного радиоприемного устройства по сравнению с

приемником, используемом в одном диапазоне частот, для которого будет достаточным использование одного фильтра с необходимой шириной полосы пропускания. Однако для задач обработки сигналов в широкой полосе частот необходимо иметь возможность переключать набор фильтров или регулировать полосу пропускания фильтра.

На данный момент наибольшее распространение получили коммутаторы на основе p-i-n диодов и монолитных интегральных схем (МИС, англ.: monolithic microwave integrated circuit, ММИС) СВЧ-диапазона [136]. Альтернативой данным технологиям является стремительно развивающееся направление построения коммутаторов на МЭМС-структурах. При анализе работы МЭМС-структур (см. п. 1.3.1) было приведено возможное применение данных структур для решения задачи фильтрации сигналов. Рассмотрим применение МЭМС более подробно.

Анализ эффекта коммутации МЭМС-структуры

При работе с МЭМС переключателями искажения возникают только в момент коммутации. По окончании переходных процессов после переключения они не формируют никаких помех и искажений, которые могли бы повлиять на характеристики устройств, так как представляют собой проводник практически с нулевым сопротивлением.

Для анализа эффекта коммутации МЭМС-ключа разработана модель в аналоговой подсистеме САПР ADS, приведенная на рисунке 2.1 (а) [25]. В данном проекте реализован LC фильтр низкой частоты, к которому параллельно выходному конденсатору подключен коммутатор, выполняющий во время моделирования подключение/отключение еще одного конденсатора, тем самым меняя полосу пропускания фильтра.

Приведенная модель является идеальной, так как МЭМС-компонент в данном случае моделируется только в виде переключателя, однако при реализации в ИМС он будет представлять собой некоторую цепочку RLC элементов. Используя материалы исследований авторов Yu Yuan-Wei, Zhu Jian, Jia Shi-Xing, Shi Yi [150]

в области построения интегрированных МЭМС-структур, разработана эквивалентная модель переключателя, представленная на рисунке 2.1 (б). Необходимо отметить, что используемые емкости имеют крайне малые значения (фемтофарады), следовательно, моделирование во временной области требует больших вычислительных затрат из-за малого шага анализа. Поэтому анализ необходимо проводить методом огибающей.

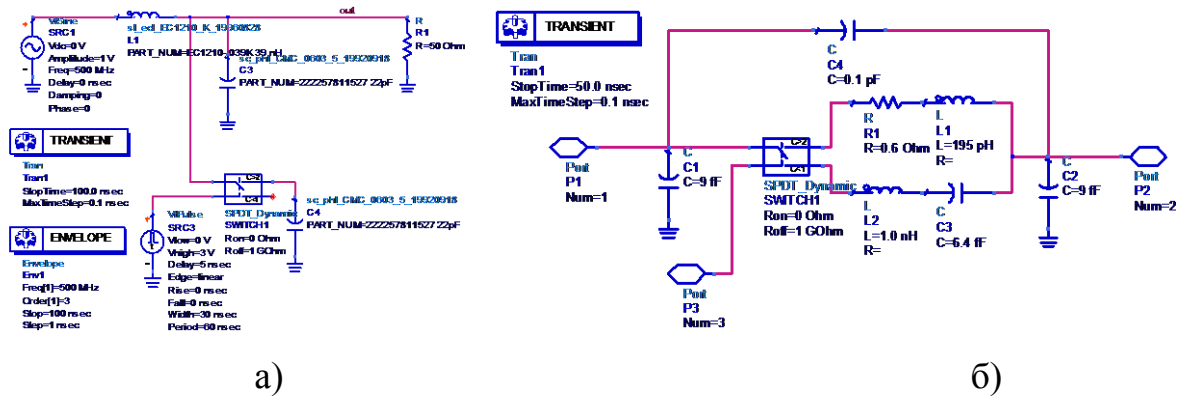


Рисунок 2.1 – Модели для анализа эффекта коммутации МЭМС-структур;

- а) Проект для анализа эффекта коммутации,
- б) Эквивалентная схема МЭМС-коммутатора

Предложенные модели позволяют выполнить анализ эффектов коммутации в реконфигурируемых фильтрах на основе МЭМС-структур, что ранее не было представлено в математическом обеспечении САПР ADS. Оценка результатов моделирования позволит определить необходимое время для вхождения фильтра в устойчивое состояние после перестройки. Данная информация полезна при разработке устройств, в которых используется технология ППРЧ (например, GSM) или широкополосный радиомониторинг.

Коммутация нескольких фильтров

В качестве проекта для тестирования работы широкополосного преселектора, выполняющего переключение некоторого набора фильтров, в подсистеме имитационного моделирования САПР ADS разработана модель, часть которой приве-

дена на рисунке 2.2. Проект содержит 5 полосовых фильтров Чебышева. Переключение фильтров в модели выполняется при помощи компонента выключателя Switch. Каждый фильтр имеет коммутируемое соединение на входе и на выходе, что позволяет избежать потери мощности сигнала и исключить шумы вне полосы пропускания выбранного фильтра. Моделирование данного проекта необходимо выполнять малосигнальным методом анализа по переменному току, что позволяет получить передаточные характеристики разработанного преселектора [25].

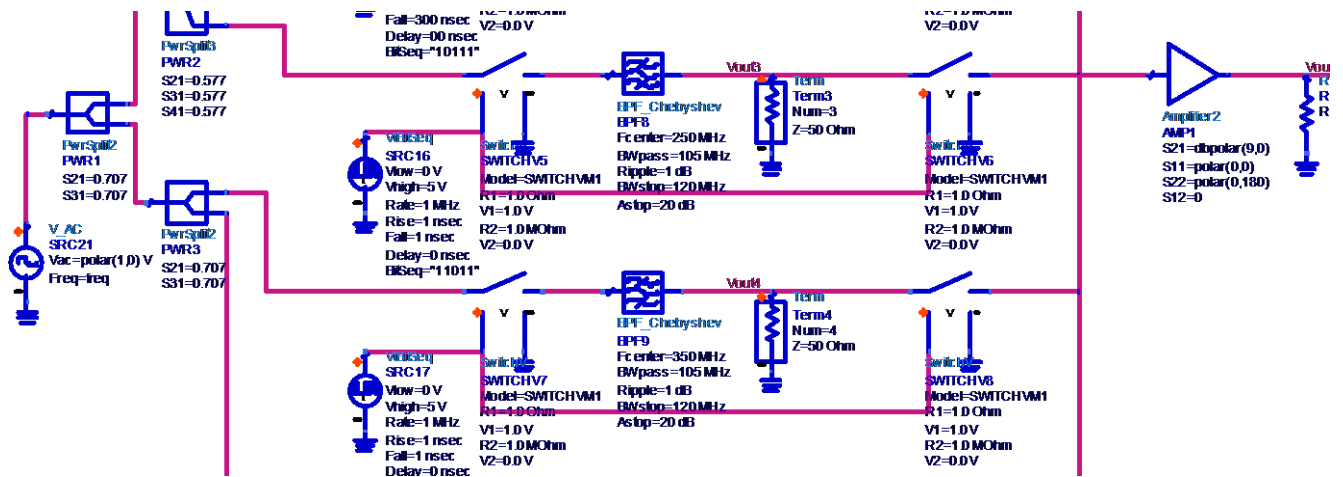


Рисунок 2.2 – Часть модели преселектора с МЭМС-структурами

Поскольку время коммутации МЭМС-структур имеет малое значение, то приведенная модель преселектора позволит осуществлять качественную фильтрацию в динамическом режиме, и быстрое переключение диапазонов никак не отразится на форме и качестве конечного фильтрованного сигнала. Учитывая, что в коммутаторах отсутствуют потери и искажения в установившемся режиме, то можно применять фильтры различных технологий (RLC, ПАВ, топологические), так как они будут иметь именно такую характеристику, какой она является при их одиночном использовании.

Разработанная модель позволяет провести комплексное моделирование реконфигурируемого преселектора с учетом переключения фильтров и получить его линейные и нелинейные передаточные характеристики.

Фильтр с коммутируемыми емкостями

В п. 1.3.1 было рассмотрено использование МЭМС коммутаторов для активных фильтров в качестве переключателей, выполняющих коммутацию емкостей. Изменяя количество подключенных конденсаторов, можно получить различные значения емкости, что позволяет производить регулировку АЧХ фильтров, построенных на LC элементах. В составе математического обеспечения САПР ADS отсутствуют модели реконфигурируемых фильтров на коммутируемых емкостях.

Для исследования фильтра с коммутируемыми емкостями использовалась модель полосового фильтра П-образной структуры, спроектированная при помощи модуля Filter Design Guide из состава методического обеспечения САПР ADS, который позволяет синтезировать LC фильтры с необходимыми параметрами. Результатом является фильтр на дискретных компонентах и передаточные характеристики, построенные при помощи АС анализа и анализа S-параметров.

Полученный фильтр был модернизирован для работы с коммутируемыми емкостями подключением в каждое плечо по 4 дополнительных конденсатора через модель переключателя DynamicSwitch. В качестве примера были использованы емкости номиналом 4, 8, 16 и 32 пФ. Конденсаторы подключены параллельно, что позволяет получить значения от 0 до 60 пФ с шагом 4 пФ. Поскольку в синтезированном фильтре уже установлены конденсаторы, было рассчитано значение постоянной емкости, которое необходимо установить в схеме параллельно подключенным коммутируемым емкостям:

$$C_{\text{пост}} = C_{\text{расч}} - \frac{C_{\text{МЭМС макс}}}{2} = 105 \text{ пФ} - \frac{60 \text{ пФ}}{2} = 75 \text{ пФ}$$

В результате доработок синтезированной структуры фильтра была получена модель компонента реконфигурируемого фильтра, часть которой представлена на рисунке 2.3. Компонент фильтра имеет вход и выход ВЧ сигнала, а также входы управления коммутаторами для выбора необходимого значения емкости. Для моделирования полученного фильтра в цифровой подсистеме проектирования САПР ADS разработан схемный проект, приведенный на рисунке 2.4.

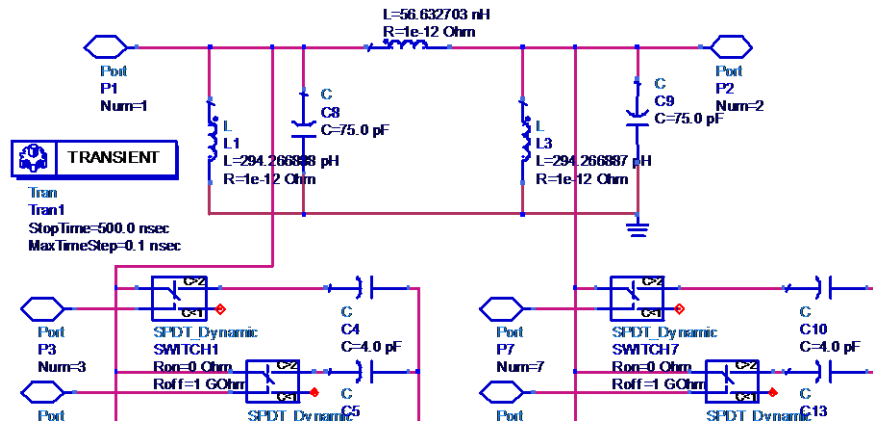


Рисунок 2.3 – Часть модели компонента фильтра с коммутируемыми емкостями

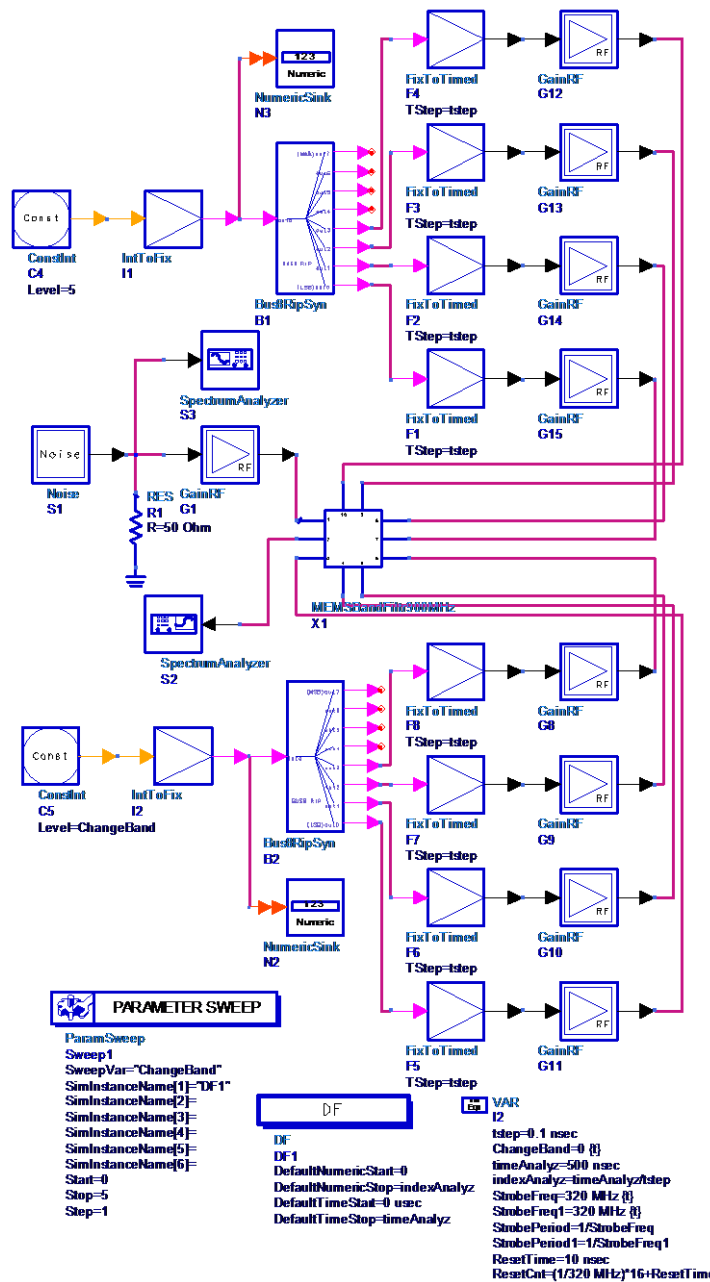


Рисунок 2.4 – Проект для анализа фильтра с коммутируемыми емкостями

На ВЧ вход фильтра (MEMSBandFilter900MHz на схеме) подается белый шум с постоянным уровнем, что позволяет на выходе при помощи компонента анализатора спектра SpectrumAnalyzer наблюдать форму частотной характеристики фильтра.

Значение емкости в данном проекте выбирается при помощи установки номера необходимого конденсатора в компоненте ConstInt, который далее декодируется в параллельный поток управляющих сигналов и подается на входы компонента фильтра. Моделирование может проводиться при помощи компонента многовариантного анализа – ParameterSweep, который позволяет проанализировать работу фильтра для каждого значения емкости.

Помимо настройки центральной частоты полосы пропускания фильтра при помощи МЭМС переключателей можно также осуществить изменение ее ширины. Для этого необходимо реализовать коммутацию индуктивностей. Как уже упоминалось в п. 1.3.1, индуктивности сложно реализовывать в ИМС, поэтому их предполагается использовать как внешние компоненты. Однако при разработке сверхвысокочастотных фильтров индуктивности будут иметь малые номиналы и могут быть реализованы внутри кристалла интегральной схемы.

Разработанный компонент фильтра и проект для его анализа позволяют осуществлять первоначальную конфигурацию при помощи установки значений L и C компонентов. Последующая коммутация подключенного набора емкостей или индуктивностей приводит к изменению параметров фильтра. Моделирование может выполняться как в аналоговой, так и в смешанной области проектирования, что позволяет оценивать влияние аналоговых компонентов на цифровую обработку сигналов [25].

2.2 Модель МШУ

Малозумящий усилитель является важным компонентом аналогового тракта ПКР устройств. Одно из основных его назначений – это усиление ВЧ сигнала перед смесителем для дальнейшей обработки. МШУ, работающие на более низких

частотах, также применяются для усиления сигналов в тракте ПЧ непосредственно перед АЦП в целях получения необходимой мощности сигнала для обработки. Современные усилители обладают малыми шумами и нелинейными искажениями, что позволяет сохранить информацию в исходном сигнале, увеличив его уровень.

САПР ADS позволяет проводить моделирование усилителей, используя функциональные модели, для которых могут быть установлены параметры реальных усилителей (коэффициент усиления, коэффициент шума, точки интермодуляции второго и третьего порядка и др.). Однако некоторые производители предоставляют так называемые PDK (Process Design Kit), которые содержат модели реальных компонентов. Разработанный проект для анализа подобных библиотек, выполненный на основе МШУ MGA62563 [71] компании Avago Technologies, приведен на рисунке 2.5 [24]. Включение усилителя было выполнено в соответствии с рекомендациями в описании микросхемы.

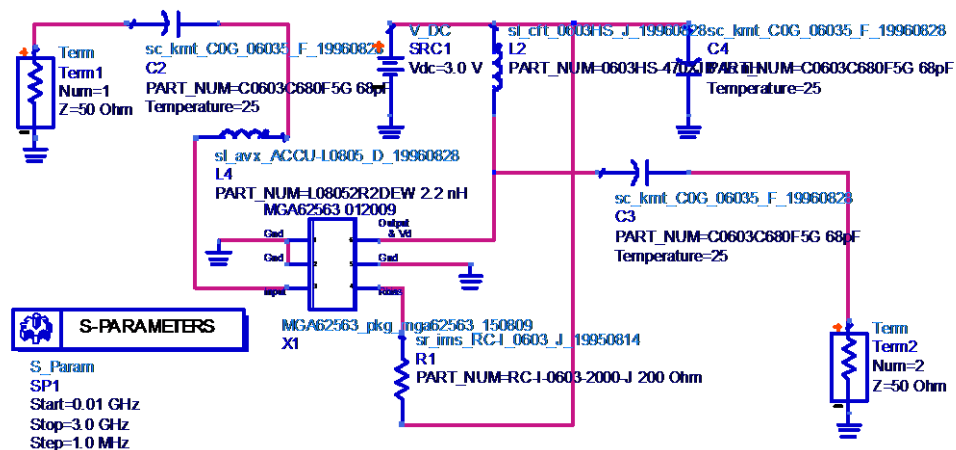


Рисунок 2.5 – Проект для моделирования МШУ MGA62563

Приведенный пример моделирования может быть использован для усилителей различных производителей. Подобный проект применим для построения общей модели любой из архитектур ПКР. Стоит отметить, что модель данного усилителя построена не на описании S-параметров, что доступно для множества компонентов различных производителей микроэлектроники. В данном случае, модель усилителя позволяет проводить моделирование всех параметров, в том числе и нелинейных искажений. Если же на сайте производителя представлены только S-

параметры устройства, то на их основе моделирование нелинейных эффектов невозможно, поэтому в данном случае необходимо использовать поведенческие модели САПР ADS, устанавливая параметры усилителей из описания микросхемы.

Разработанная библиотека моделей для анализа МШУ содержит проекты для анализа функциональной модели, модели на основе S-параметров и модели из PDK, предоставляемой производителем МШУ, что позволяет расширить возможности анализа усилителей в САПР ADS.

2.3 Модель тракта преобразования частоты

Тракт промежуточной частоты является одним из самых сложных в радиоприемных устройствах. Выбор входящих в него компонентов во многом определяет характеристики и качество работы системы. Современные технологии изготовления элементной базы, рассмотренные в работе авторов S. M. Sze и Kwok K. NG [136], позволяют проектировать высоко-интегрированные решения, работающие в широком диапазоне частот. Стоит отметить, что независимо от выбранной архитектуры ПКР, рассматриваемый тракт всегда содержит в себе гетеродин и смеситель. Применение данных компонентов рассмотрим далее.

Для приема в широком диапазоне рабочих частот используется процесс переноса информационного сигнала на промежуточную частоту для его дальнейшей обработки. Данная операция выполняется при помощи смесителя и гетеродина. Далее предлагается несколько вариантов проектирования и моделирования смесителей в САПР ADS.

Модель смесителя

Провести построение и моделирование рассмотренных в п. 1.4 основных структур смесителей можно при помощи модуля Mixers Design Guide, входящего в состав программного обеспечения аналоговой подсистемы САПР ADS. Данный инструмент позволяет синтезировать следующие структуры смесителей:

- Double-Balanced Diode Ring Mixer (диодный кольцевой двойной балансный смеситель);

- FET Mixer/FET Ring Mixer (смесители на полевых транзисторах, кольцевых полевых транзисторах);
- BJT Gilbert Cell Mixer (смеситель на БПТ ячейках Гильберта);
- MOS Gilbert Cell Mixer (смеситель на МОП ячейках Гильберта).

Для приведенных типов возможно построение как дифференциальной, так и несимметричной модели смесителя, которые формируются из дискретных элементов (транзисторы, диоды и др.), что позволяет получить результаты моделирования близкие к экспериментальным данным, так как учитываются их интермодуляционные искажения, шумы и другие эффекты.

Помимо сложных моделей смесителей имеется возможность проводить анализ работы смесителей на основе функциональных моделей. Для них устанавливаются основные параметры, присущие смесителям любого типа.

При помощи средств синтеза и моделирования смесителей САПР ADS была построена модель и проект, приведенный на рисунке 2.6. Данный проект позволяет не только получить линейные передаточные проводимости, коэффициенты шума, усиления и интермодуляции, но также оценить проходящие через смеситель токи и измерить сопротивление на его входе/выходе.

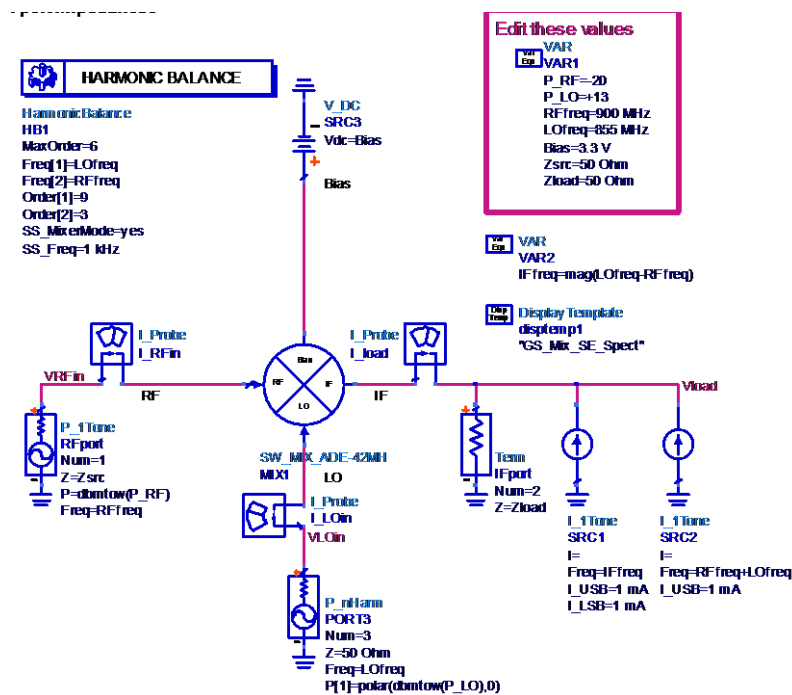


Рисунок 2.6 – Проект для моделирования смесителя

В качестве приоритетного метода анализа применяется метод гармонического баланса, так как смеситель является нелинейным компонентом, и использование методов малосигнального анализа или анализа S-параметров не позволит получить основные характеристики тракта преобразования частоты. Для смешанного моделирования необходимо применять контроллер Envelope, который использует комбинацию анализов в частотной и временной областях.

Модель гетеродина в аналоговой подсистеме САПР ADS

Гетеродин в системах приема радиосигналов является важным компонентом. От его частотных характеристик зависит диапазон принимаемых сигналов, а от шумовых – качество приема. На рисунке 2.7 (а) приведен проект для тестирования работы синтезатора частоты в аналоговой подсистеме САПР ADS. В качестве модели гетеродина было предложено использовать компонент P_1Tone, который формирует ВЧ сигнал на указанной частоте с учетом тепловых и фазовых шумов.

Рассмотрим, как формируются фазовые шумы [16]. В общем случае, выходной сигнал гетеродина имеет вид колебания, близкого к синусоидальному:

$$x(t) = (1 + a(t)) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)),$$

где $a(t)$, $\varphi(t)$ – амплитудные и фазовые отклонения, ω_0 – частота колебаний в установившемся режиме.

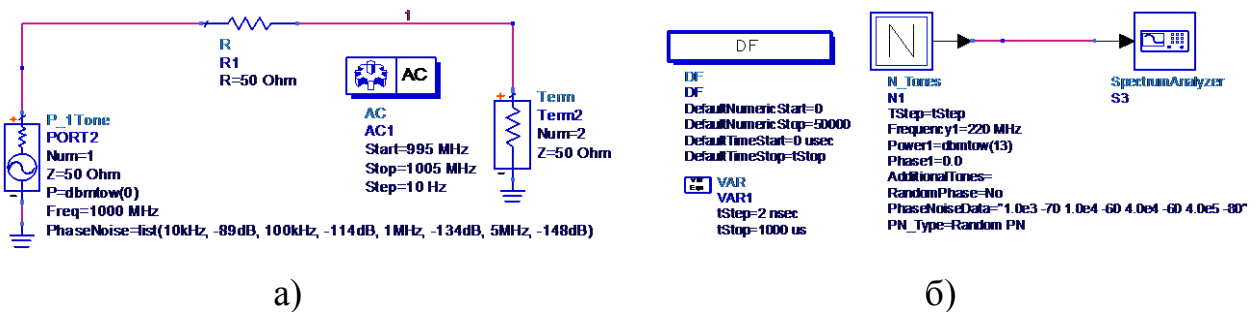


Рисунок 2.7 – Проект для моделирования гетеродина;

а) В аналоговой подсистеме САПР ADS, б) В цифровой подсистеме САПР ADS

Фазовые шумы оцениваются либо в виде отношения сигнал-шум в определенной полосе частот при некоторой расстройке от несущей частоты, либо в виде отношения мощности одной боковой полосы фазовых шумов шириной 1 Гц к мощности несущей при определенной расстройке от несущей частоты $\alpha(f_m)$ [128].

В работе Скоротенко [57] приведен типичный спектр фазовых шумов и его параметры на рисунке 2.8, где $S_\phi(f_m)$ – плотность спектра мощности фазовых шумов; f_m – частота анализа, равная расстройке от средней частоты; f_0 – средняя частота; Q – нагруженная добротность контура генератора; B_{yc} – ширина полосы буферного усилителя по уровню половинной мощности.

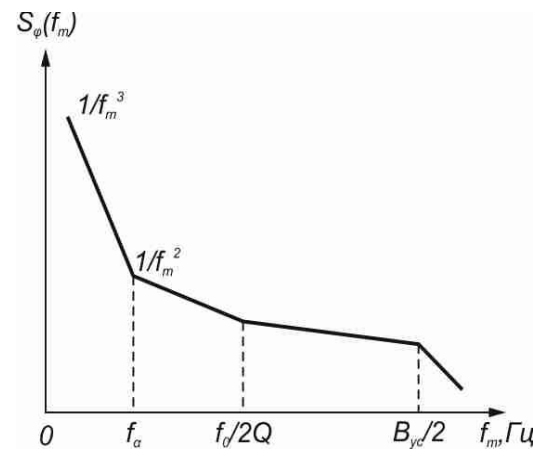


Рисунок 2.8 – Типичный спектр фазовых шумов

Фазовые шумы при моделировании рассчитываются по аналитическому выражению, предложенному в работе У. Роде [128] и позволяющему учесть влияние основных компонент системы синтеза частоты:

$$\Phi_{out} = \frac{(\Phi_r + \Phi_{pd} + \Phi_{\Delta\Sigma})(K_\theta \times K_{VCO} \times F(s) / S)}{1 + K_\theta \times K_{VCO} \times F(s) / (N \times S)} + \frac{\Phi_{VCO}}{1 + K_\theta \times K_{VCO} \times F(s) / (N \times S)},$$

где $\Phi_r = \Phi_{XTAL} / R$ (или в логарифмической форме $\Phi_r = \Phi_{XTAL} - 20\log R$) – шум кварцевого генератора на входе фазового детектора, R – коэффициент предварительного деления частоты, K_θ – передаточная функция фазового детектора, $F(s)$ – передаточная функция петлевого фильтра, K_{VCO}/S – передаточная функция ГУНа, Φ_{pd} – шум фазового детектора, $\Phi_{\Delta\Sigma}$ – шум квантования, Φ_{XTAL} – шум кварцевого генератора, Φ_{VCO} – фазовый шум ГУНа, N – коэффициент деления частоты в синтезаторе.

Следует отметить виды анализа, которые позволяют выполнять моделирование фазовых шумов компонента P1_Tone. Это анализ по переменному току, анализ S-параметров и анализ методом гармонического баланса. При работе с контроллером Envelope шумы генерируются компонентом P1_Tone так же, как и при работе с Harmonic Balance. Однако анализ фазовых шумов невозможен при работе с контроллером Transient, это значит, что при комбинации аналоговых и цифровых проектов можно проводить анализ только при помощи Envelope.

Модель гетеродина в цифровой подсистеме САПР ADS

Рассмотрим возможность моделирования фазовых шумов в цифровой подсистеме проектирования САПР ADS. Здесь в качестве генератора несущей исполь-

зуется компонент N_Tones, который также позволяет формировать сигнал с фазовыми шумами.

Для анализа влияния фазовых шумов гетеродина на модулированные сигналы был разработан проект для переноса спектра ЧМ синусоидального сигнала с частоты 230 МГц на частоту 10 МГц при помощи балансного диодного смесителя, синтезированного в аналоговой подсистеме САПР ADS, на который подается сигнал с компонента N_Tones частотой 220 МГц и фазовыми шумами (рисунок 2.9).

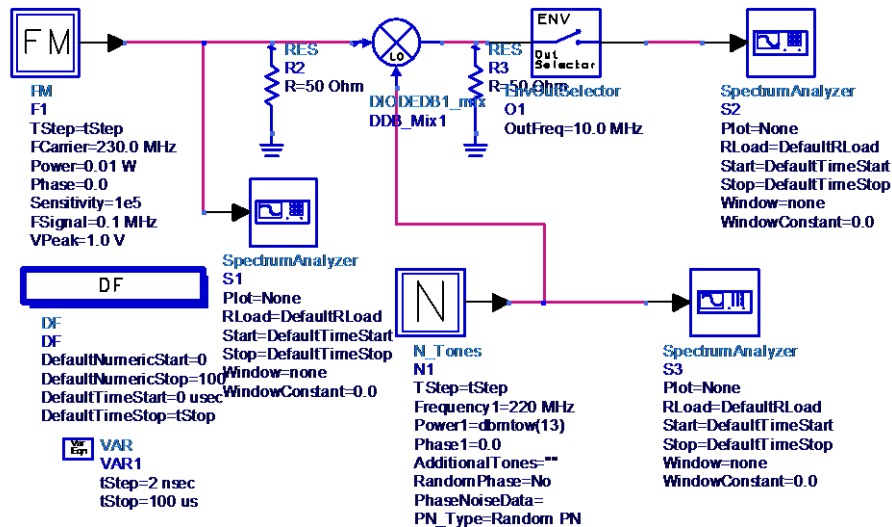


Рисунок 2.9 – Проект для анализа влияния фазовых шумов гетеродина на модулированные сигналы

Приведенный проект позволяет оценить качество переноса сигнала с различными видами модуляции в зависимости от фазовых шумов гетеродина, что повышает эффективность проектирования тракта преобразования частоты РПУ. При необходимости данная схема может быть дополнена демодулятором, после чего можно выполнить анализ битовой ошибки и оценить влияние на нее различных значений фазовых шумов гетеродина.

2.4 Модель фильтра тракта ПЧ

Немаловажным компонентом тракта ПЧ являются фильтры. Их использование необходимо для подавления шумов и продуктов частотных преобразований,

возникающих в процессе переноса и усиления радиочастотного сигнала. Для стандартных систем достаточным будет использование обычного ПАВ или RLC фильтра с необходимыми характеристиками, однако в процессе решения задач построения сложных ПКТ устройств требуется применять фильтрацию с изменяемой центральной частотой и шириной полосы пропускания.

Рассмотренные в п. 2.1 способы построения фильтров для преселектора могут быть использованы и в тракте ПЧ. Однако, учитывая небольшие значения рабочих частот, можно воспользоваться другими структурами реконфигурируемых фильтров, которые рассмотрены далее.

Фильтры на основе Gm-C структур

В п.1.3.2 были рассмотрены основные принципы работы Gm-C структур. Однако в существующем математическом обеспечении САПР ADS не представлены модели данных фильтров. Поэтому для анализа работы фильтров на основе Gm-C структур в была построена модель Gm ячейки с включением перекрестной связью (рисунок 2.10, а). Необходимо отметить, что подобное включение является одним из самых простых реализаций Gm ячейки. Как видно из результатов исследований ряда авторов [85, 131, 141], при использовании более сложных структур можно добиться наилучших характеристик (повысить точность настройки и стабильность установленных параметров, увеличить диапазон перестройки Gm ячейки, уменьшить коэффициент нелинейных искажений).

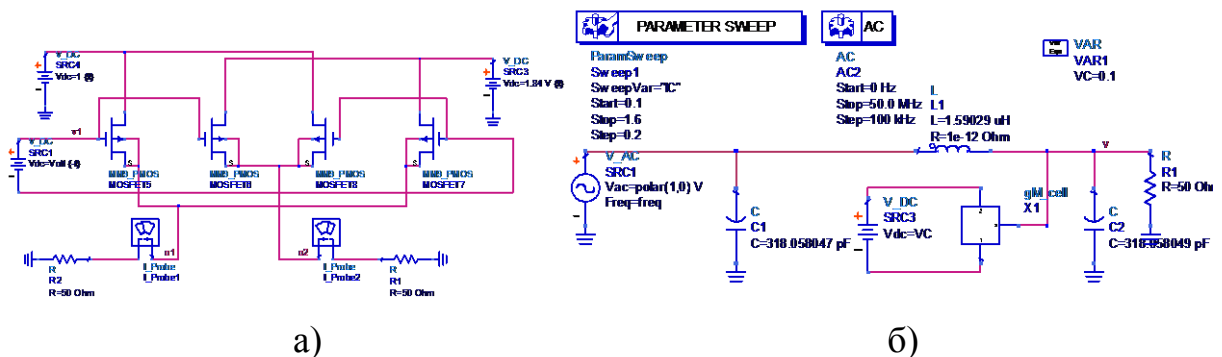


Рисунок 2.10 – Моделирование Gm ячейки

а) Модель Gm ячейки, б) Модель фильтра с применением Gm ячейки

На рисунке 2.10 (б) приведена предложенная модель НЧ фильтра с применением Gm-C ячейки, позволяющей выполнять регулировку его полосы пропускания. Фильтр был синтезирован при помощи инструмента Filter Design Guide в САПР ADS и доработан введением в него Gm ячейки, выход которой был подключен к выходному конденсатору фильтра. Во время анализа по переменному току изменение напряжения на входе ячейки приводит к изменению тока, что позволяет менять проводимость конденсатора и АЧХ фильтра.

Стоит сказать, что использование более сложной структуры Gm ячейки и фильтра более высокого порядка позволит повысить крутизну АЧХ, менять полосу пропускания в более широком диапазоне частот с повышенной точностью.

Несомненно, для фильтров тракта ПЧ данные структуры являются хорошим решением, так как они обеспечивают линейное изменение полосы пропускания и качественные передаточные характеристики. Однако стоит отметить, что полевые транзисторы являются нелинейными компонентами, а значит, они могут формировать в спектре новые составляющие, вызванные нелинейными искажениями, которые необходимо дополнительно фильтровать.

Фильтры на операционных усилителях

Современные производители микроэлектроники выпускают операционные усилители, имеющие широкую полосу обрабатываемых частот и низкий уровень шумов. Использование операционных усилителей в тракте ПЧ помогает не только усилить сигнал в базовой полосе частот, но также осуществить его фильтрацию.

Для анализа фильтров на ОУ предложена модель фильтра, приведенная на рисунке 2.11, которая содержит четыре ОУ (два используются для биквадратных звеньев фильтрации, один в качестве усилителя и один в качестве выходного буфера). Оба ОУ звеньев фильтрации имеют резисторы с изменяемым сопротивлением в обратной связи. Регулировка сопротивлений позволяет менять полосу пропускания фильтра. ОУ, использующийся в качестве усилителя выходного сигнала, также имеет резистор с изменяемым сопротивлением, что позволяет производить регулировку выходного уровня сигнала.

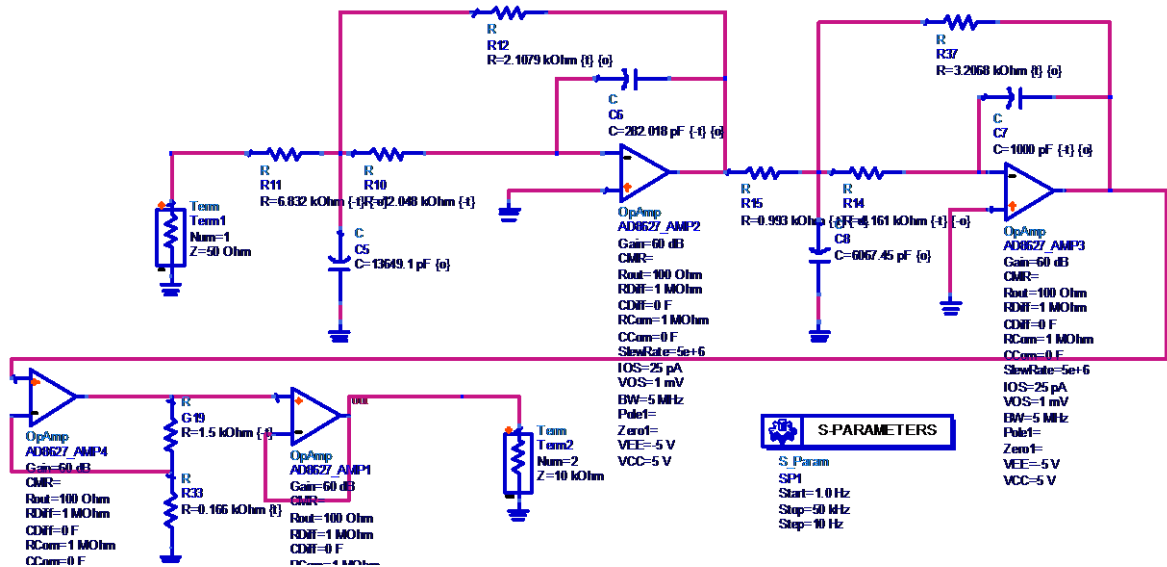


Рисунок 2.11 – Проект фильтра на ОУ

Анализ данного проекта позволяет получить как передаточные проводимости фильтра, так и выполнить оценку нелинейных характеристик с учетом параметров реальных операционных усилителей различных производителей.

Фильтры на переключаемых емкостях

Данные структуры применяются уже достаточно давно [136], однако в САПР ADS не представлено проектов для их анализа. Поэтому для моделирования фильтров на переключаемых емкостях был разработан проект фильтрующей цепи на ОУ. Для резисторов использованы номиналы, равные 500 Ом, а для конденсатора в обратной связи фильтра 50 нФ. Частота среза по уровню -3 дБ и усиление цепи рассчитывается по следующим формулам:

$$f_{-3\text{дБ}} = \frac{1}{2 * \pi * R_2 * C} = \frac{1}{2 * 3.14 * 500 \text{ Ом} * 50 \text{ нФ}} = 6369 \text{ Гц},$$

$$G = \frac{R_2}{R_1} = \frac{500 \text{ Ом}}{500 \text{ Ом}} = 1.$$

Резисторы в данном проекте были заменены на цепи переключаемых емкостей с номиналами, рассчитанными по формуле (2.1), которая была получена по формуле расчета номинала резисторов (1.1). Расчет производился для частоты тактирования равной 100 кГц.

$$C = \frac{1}{f_{\text{ТАКТ}} * R} = \frac{1}{100 \text{ кГц} * 500 \text{ Ом}} = 20 \text{ нФ}. \quad (2.1)$$

Проект для моделирования цепи на переключаемых емкостях приведен на рисунке 2.12. Моделирование может выполняться только контроллером Envelope. Использовался именно этот метод по той причине, что для коммутации ключей, производящих подключение конденсаторов, требуется моделирование во временной области. Поэтому анализ методом гармонического баланса и S-параметров для данного проекта был невозможен.

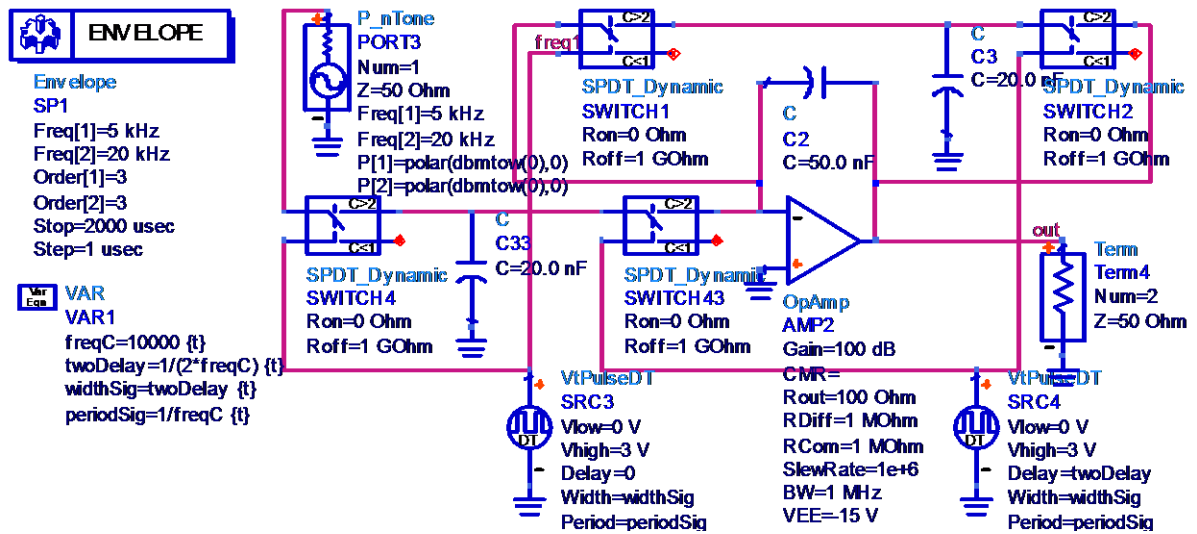


Рисунок 2.12 – Проект звена фильтра на переключаемых емкостях

Метод огибающей (контроллер Envelope) позволит оценить нелинейные характеристики данного фильтра (вызванные наличием ОУ), а также коммутационные искажения (формируемые переключателями емкостей) во временной области.

2.5 Модель блока цифровой обработки сигналов

Цифровой блок обработки сигналов в современных радиоприемных устройствах играет одну из важных ролей. ЦОС позволяет выполнять сложные манипуляции с радиочастотными сигналами, переведенными в цифровой вид при помощи АЦП: коррекцию, фильтрацию, демодуляцию и декодирование. Разработке моделей компонентов и блоков ЦОС для нескольких ПКР-архитектур посвящен данный раздел главы.

Анализ параметров АЦП

Модель АЦП из состава математического обеспечения САПР ADS характеризуется следующими параметрами: разрядность, значение опорного напряжения, интегральная нелинейность (INL), дифференциальная нелинейность (DNL), вход для тактирования (задается частота преобразования). Для исследования влияния параметров АЦП на обрабатываемый сигнал разработан проект, содержащий в себе АЦП, источник сигнала и анализатор спектра (рисунок 2.13) [21].

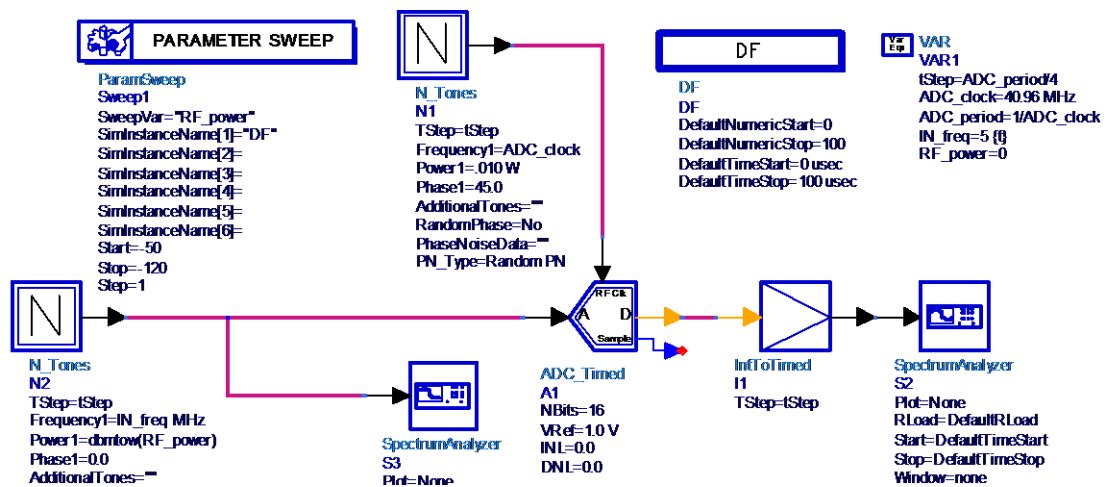


Рисунок 2.13 – Проект для анализа АЦП

Блок цифровой фильтрации сигналов.

Моделирование VHDL кода в САПР ADS

Одно из наиболее важных мест в ЦОС занимают цифровые фильтры, уникальные свойства которых помогают расширить область применения цифровых устройств. Исследования ряда авторов [1, 58] показывают, что в отличие от аналоговых, цифровые фильтры имеют высокую точность и повторяемость частотных характеристик. Рассмотрим два варианта моделирования цифровых фильтров в САПР ADS: синтез фильтра при помощи инструмента FilterDesign и симуляция фильтра, написанного на языке Verilog, при помощи компонента HdlCosim, позволяющего выполнять моделирование VHDL и Verilog кода.

При помощи модулей проектирования цифровых фильтров в САПР ADS и САПР MatLab были разработаны НЧ фильтры 16-го порядка. Фильтр, полученный при помощи MatLab, был синтезирован на языке описания аппаратуры Verilog для его использования в ПЛИС. Исследование цифровых фильтров было выполнено при помощи разработанного проекта (рисунок 2.14), в котором один и тот же сигнал поступает на два фильтра. Моделирование Verilog и VHDL кода в САПР ADS выполняется при помощи компонента HdlCosim, который является связующим звеном между САПР ADS и ModelSim. Основными параметрами блока HdlCosim являются описание входных/выходных портов HDL и их разрядность.

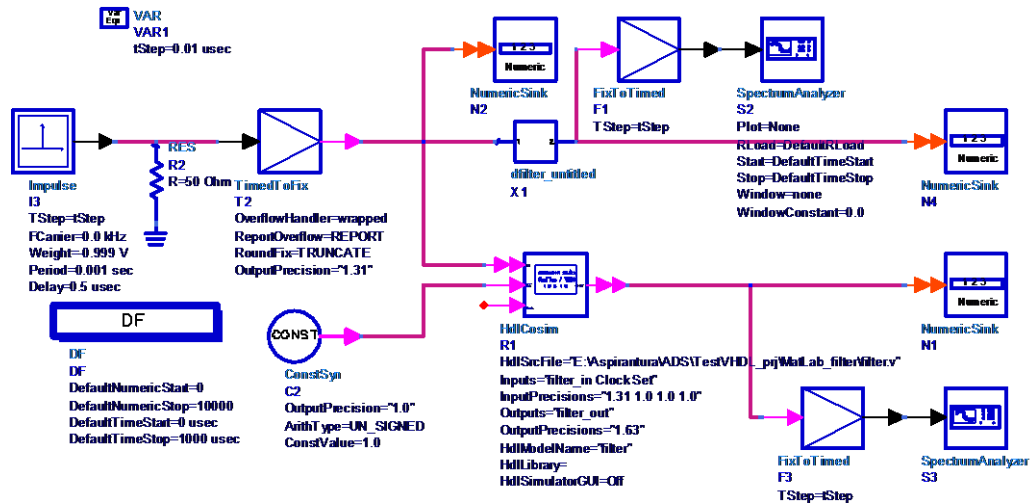


Рисунок 2.14 – Проект для анализа цифровых фильтров

Предложенная модель позволяет провести анализ работы цифровых фильтров, оценивая их АЧХ, ФЧХ, ГВЗ, импульсную и переходную характеристику [29]. На основании данного проекта можно выполнить анализ кодов на языках VHDL и Verilog, что расширяет возможности САПР ADS по анализу цифровых сигналов.

Блок ЦОС для архитектуры с высокой ПЧ

В результате анализа архитектур с высокой и цифровой ПЧ было решено исследовать работу именно с цифровой ПЧ, обработка которой происходит также на высокой частоте (п. 1.2.2). Данная архитектура позволяет уменьшить стоимость

конечной системы, поскольку оцифровка аналогового сигнала выполняется при помощи одного АЦП. Отсутствие разделения на квадратурные составляющие приводит к необходимости проведения данной операции уже с оцифрованным сигналом. Для данной цели используется цифровой квадратурный демодулятор.

Цифровой квадратурный демодулятор

В качестве генератора, задающего частоту преобразования, используется NCO (numeric controlled oscillator, генератор с цифровым управлением). Данный программный модуль производит формирование сигналов синуса/косинуса в цифровом виде. Стоит отметить, что максимальная частота, которую может сформировать NCO, будет равна половине частоты его тактирования.

Далее рассмотрены параметры NCO, модель которого представлена в библиотеке Numeric DSP САПР ADS. Точность установки частоты (герц на бит) определяется разрешением аккумулятора. Произведен расчет точности NCO и цифрового значения, которое будет равняться 1 Гц для генератора, разрешение аккумулятора которого равно 32 бита, а частота тактирования 40.96 МГц:

$$NCO_{1\text{Гц}} = \frac{ACC_{\text{макс}}}{\text{CLK}} = \frac{0\text{xFFFFFFF}}{40.96 \text{ MHz}} = 104.86 \approx 105$$

$$NCO_{\text{МинЧаст}} = \frac{1}{NCO_{1\text{Гц}}} = \frac{1}{104.86} \approx 0.0095 \text{ Гц}$$

Таким образом, для изменения частоты NCO на 1 Гц необходимо изменить значение на его входе на величину примерно равную 105.

Предложенный проект для моделирования аналого-цифрового преобразования с последующей квадратурной демодуляцией и обработкой для архитектуры с цифровой ПЧ приведен на рисунке 2.15. В данном проекте тактирование АЦП производится частотой 40.96 МГц. Частота была выбрана такой для наиболее рационального использования ресурсов цифровых блоков обработки данных, так как она является кратной степени двойки. Если выполнить расчет спектра для 4096 точек, то для одной точки спектра получим точность, равную 10 кГц, рассчитанную по следующей формуле:

$$f_{\text{1отсчет}} = \frac{CLK}{N} = \frac{40.96 \text{ МГц}}{4096} = 0.01 \text{ МГц.}$$

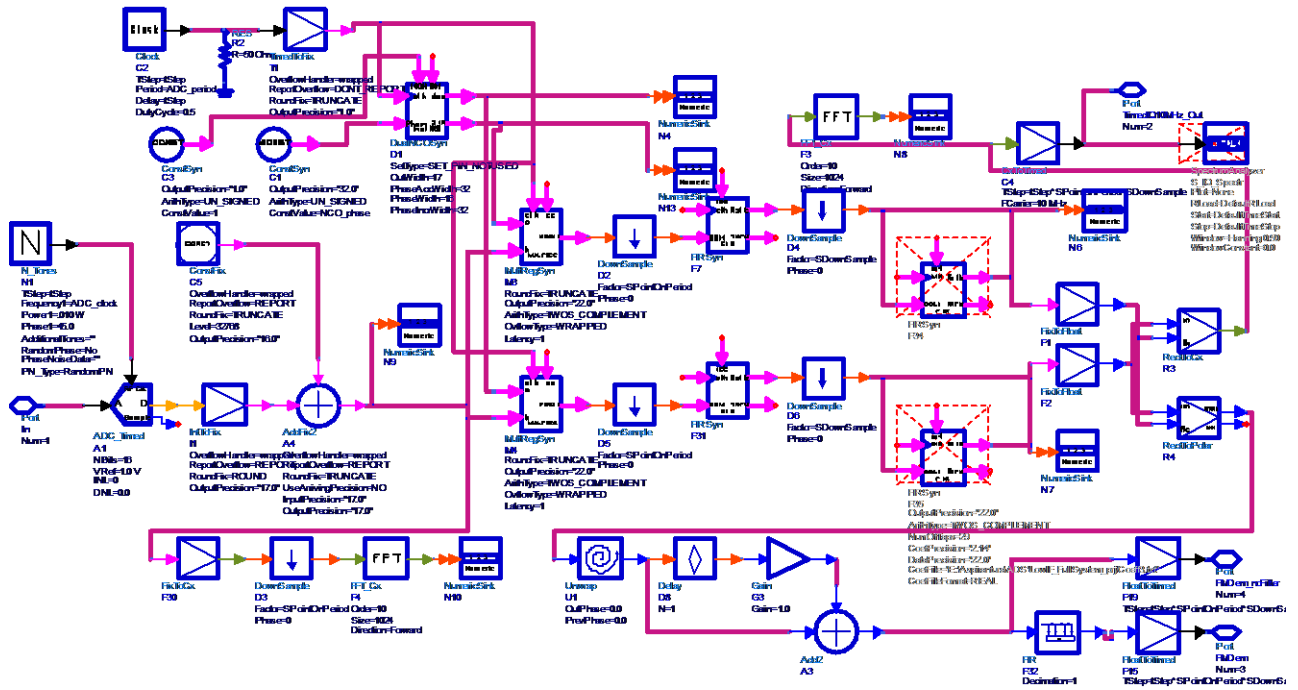


Рисунок 2.15 – Проект ЦОС для архитектуры с цифровой ПЧ

Рассмотрим некоторые особенности работы с АЦП в САПР ADS. После преобразования сигнала из аналогового в цифровой на выходе АЦП формируются данные от 0 до $2^{N_{\text{бит}}}$ (для 16 битного АЦП – 65535). При выполнении перевода из цифровых данных типа Integer (формируются на выходе АЦП) в цифровые данные FixedDSP (для построения схемы цифровой обработки) использовался компонент IntToFix. Однако на его выходе данные также имеют значение от 0 до $2^{N_{\text{бит}}}$, что недопустимо для цифровой обработки, так как данные должны быть центрированы относительно 0, иначе в спектре будет присутствовать большой уровень постоянной составляющей. Поэтому после перевода в FixedDSP из полученного значения было произведено вычитание числа $2^{N_{\text{бит}}-1}$.

Стоит отметить необходимость наличия в проекте блоков децимации D2 и D5. Они используются для правильного восприятия цифровых сигналов. Так как временной шаг выбран таким образом, чтобы на частоту квантования 40.96 МГц приходилось 8 точек, то и на выходе квадратурного демодулятора сохраняется данное соотношение (рисунок 2.16, а). Поэтому необходимо осуществить прореживание сигнала в 8 раз, чтобы на один отсчет сигнала приходилась одна точка анализа (рисунок 2.16, б).

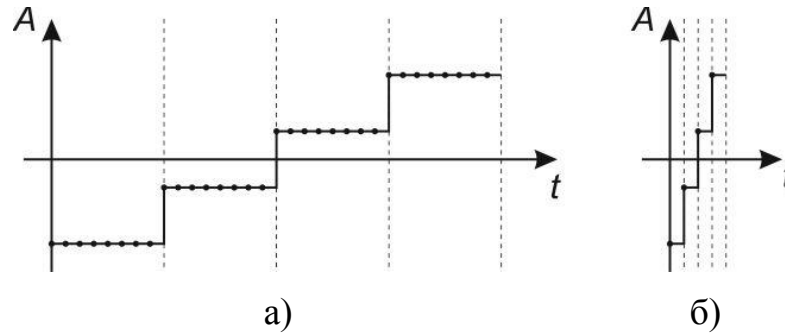


Рисунок 2.16 – Децимация для правильной цифровой обработки;
 а) Сигнал на выходе АЦП, б) Сигнал на выходе дециматора

Используя предложенную модель, можно выполнить анализ следующих характеристик и эффектов цифровой обработки сигналов: эффекты квантования и временного джиттера частоты оцифровки, влияние фильтрации с различными параметрами, децимации и квадратурной демодуляции на выходной информационный сигнал. В библиотеках САПР ADS не представлено подобных проектов, что вносит существенные ограничения для применения данной системы при проектировании ПКР-приемников.

Анализ качества демодуляции сигналов при помощи архитектуры с высокой ПЧ

Для анализа работы цифрового блока квадратурной демодуляции при работе с модулированными сигналами разработана модель, приведенная на рисунке 2.17, которая основана на модели цифрового квадратурного демодулятора (рисунок 2.15). В данном проекте на вход АЦП подается два цифровых модулированных сигнала со скоростью данных 100 кБит/с: сигнал с частотной модуляцией на частоте 8 МГц с девиацией 200 кГц и сигнал с двухпозиционной фазовой модуляцией на частоте 7 МГц с девиацией фазы 90° .

Для демодуляции ЧМ сигнала использовался цифровой демодулятор, приведенный на рисунке 2.18.

Для демодуляции сигнала фазовой модуляции использовался блок PM Demod временной области обработки САПР ADS, для чего цифровой квадратурный сигнал был переведен во временную область анализа.

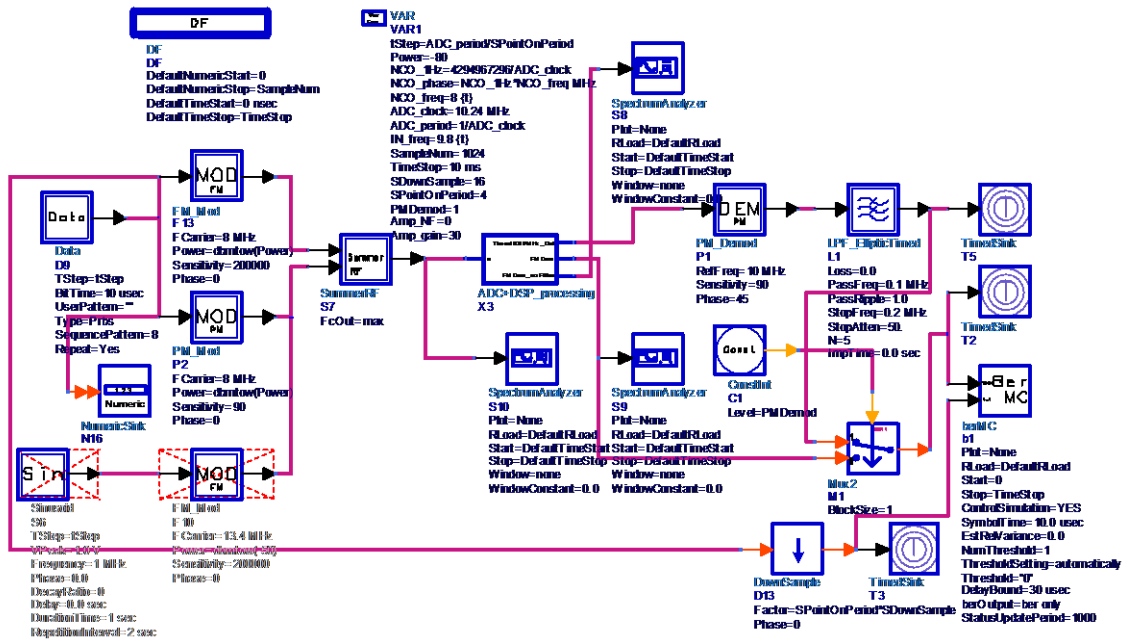


Рисунок 2.17 – Проект для моделирования демодулятора ЧМ и ФМ сигналов

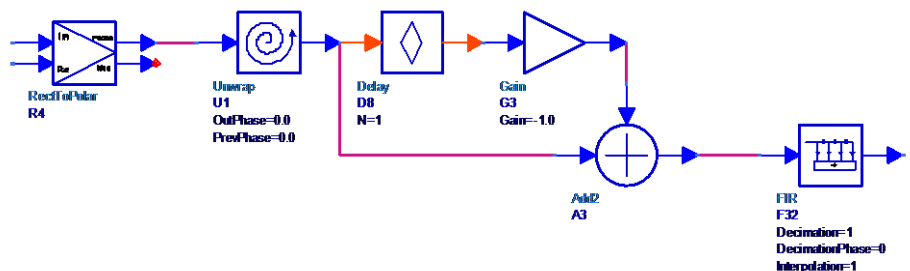


Рисунок 2.18 – Демодулятор ЧМ сигнала

Предложенный проект может быть использован для анализа обработки любых видов модуляции. Необходимый сигнал для демодуляции выбирается путем настройки частоты NCO на частоту нужного сигнала. Стандартным способом оценки качества устройств приема цифровых радиосигналов является расчет битовой ошибки. Выходными данными также являются спектр обработанного сигнала и временная развертка информационного сигнала. При необходимости проект может быть дополнен блоком анализа VHDL кода, в котором будет осуществляться дополнительная цифровая обработка сигнала (например: демодуляция, декодирование и др.).

Блок ЦОС для архитектуры с нулевой ПЧ

Для исследования ПКР-устройств, работающих на нулевой ПЧ, был разработан проект цифровой подсистемы проектирования САПР ADS, приведенный на рисунке 2.19. Принцип работы ПКР с нулевой ПЧ описан в п. 1.2.3. В соответствии со структурой (рисунок 1.4) было реализовано разделение аналогового сигнала на квадратуры с последующей оцифровкой сигналов при помощи двух АЦП.

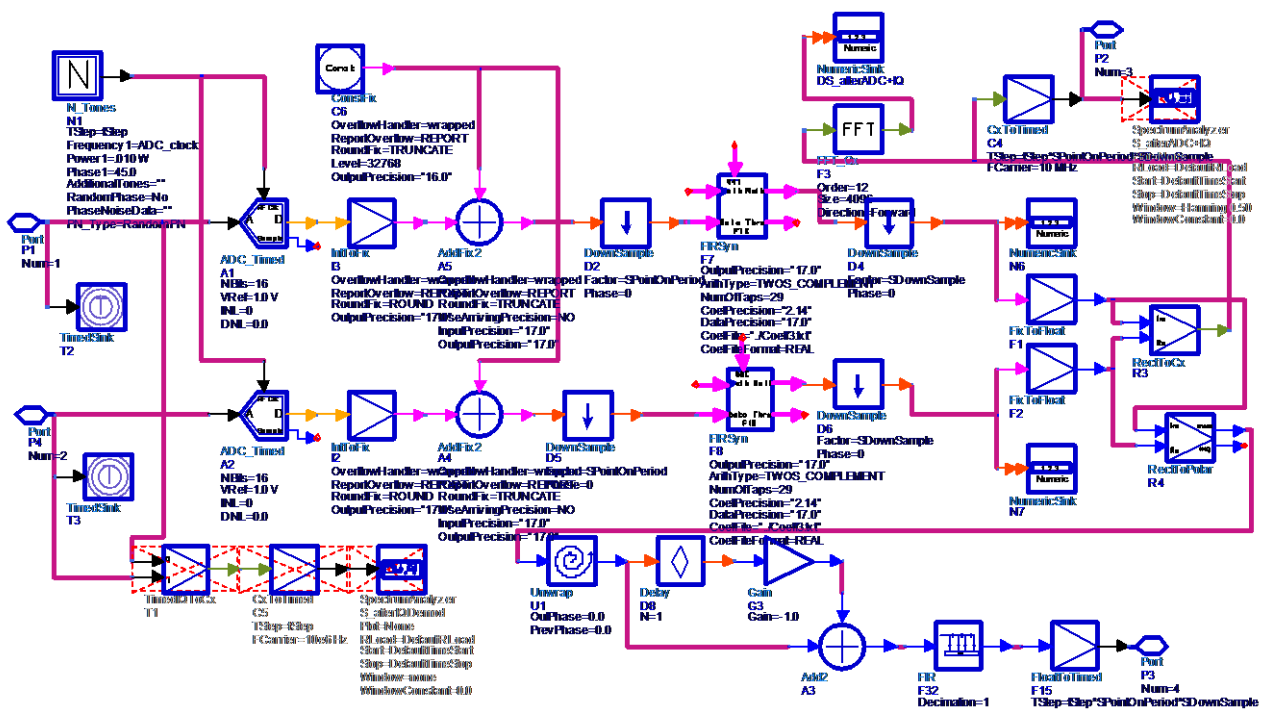


Рисунок 2.19 – Проект ЦОС для архитектуры с нулевой ПЧ

Данный проект идентичен по структуре проекту для высокой ПЧ (рисунок 2.15), только квадратурный демодулятор в цифровом виде уже отсутствует. Основная структура обработки цифрового сигнала осталась такой же – децимация для правильного перевода в цифровую область, фильтрация от интермодуляционных составляющих, децимация для обработки сигнала.

Модель аналогового квадратурного демодулятора, построенного на двух диодных балансных смесителях, приведена на рисунке 2.20 (а). Данный демодулятор

был сгруппирован в один компонент, который был использован в проекте для исследования работы системы в целом.

Поскольку проводился анализ одновременно аналоговых и цифровых компонентов, то моделирование выполнялось длительное время. Учитывая это, для ускорения анализа было предложено разделить проекты и осуществлять запись данных моделирования в файлы, а затем проводить чтение из файлов, подавая данные на входы АЦП. На рисунке 2.21 (б) приведен проект для записи сигнала ПЧ после квадратурной демодуляции и фильтрации от зеркальных каналов и интермодуляционных искажений. Запись выполняется при помощи компонента SDFWrite для I и Q каналов.

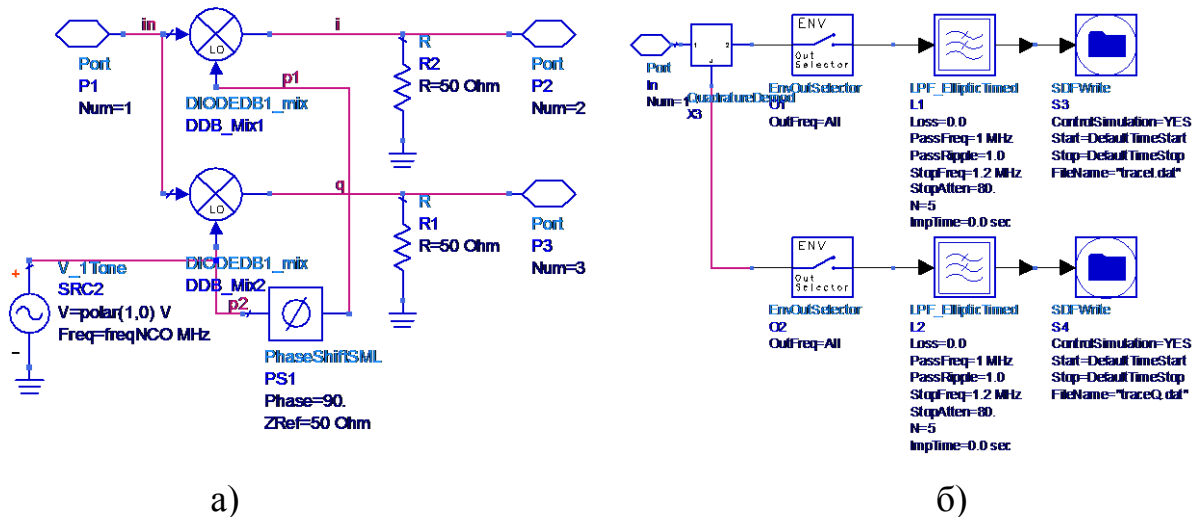


Рисунок 2.21 – Проекты для анализа архитектуры с нулевой ПЧ;

- а) Аналоговый квадратурный демодулятор,
- б) Запись квадратурного сигнала в файлы

Проект верхнего уровня для анализа архитектуры с нулевой ПЧ приведен на рисунке 2.22. Компоненты такие же, как и в проекте для высокой ПЧ (рисунок 2.17). Модулированные данные либо несколько синусоидальных сигналов подаются на компонент, который осуществляет аналоговую квадратурную демодуляцию и записывает данные полученной огибающей сигнала в файл, из кото-

рого эта информация читается при помощи компонента SDFRead и поступает в блок цифровой обработки сигналов.

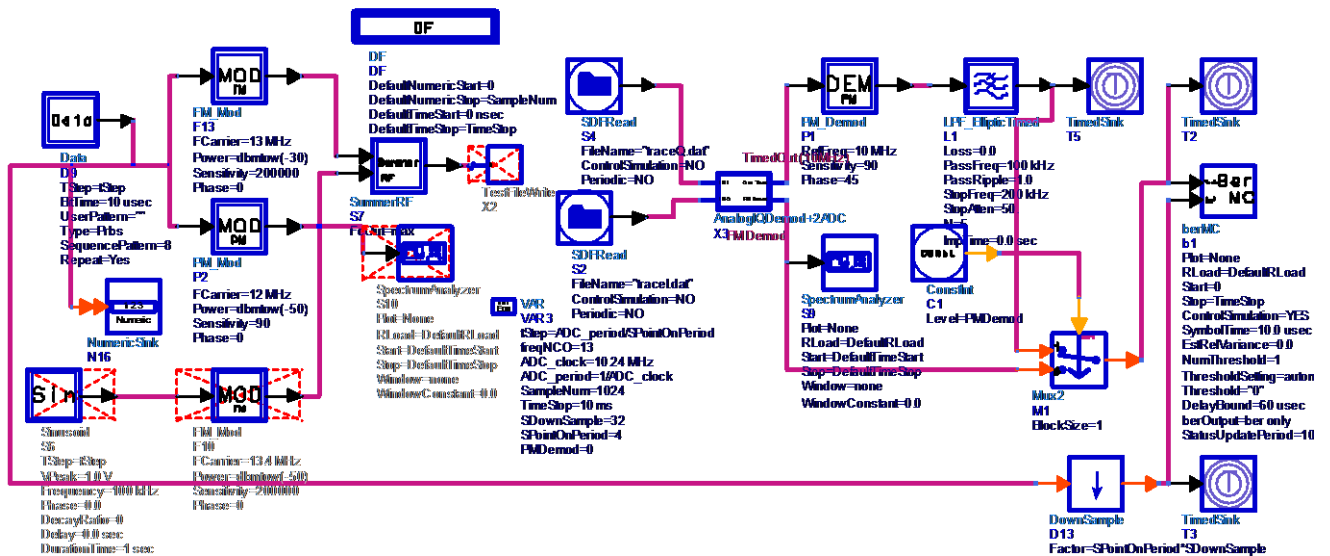


Рисунок 2.22 – Проект для анализа архитектуры с нулевой ПЧ

Еще одним достоинством моделирования с использованием файлов является то, что для проверки работы цифровой системы, когда необходимо проводить изменение ее параметров, уже нет необходимости тратить время на моделирование аналоговой части с неизменными параметрами.

Данная модель, также как для архитектуры с высокой ПЧ, позволяет выполнить оценку качества ее работы, проводя анализ битовой ошибки, отображая спектр обработанного сигнала и временную развертку демодулированной выходной последовательности. Ее использование существенно расширяет функционал цифровой подсистемы САПР ADS.

2.6 Модель нелинейных аналого-цифровых трактов ПКР-приемника

Отличительной особенностью САПР ADS является возможность проведения смешанного моделирования проектов аналоговой и цифровой подсистемы САПР. Основной интерес представляет возможность оценки влияния нелинейных эффектов аналоговых компонентов на результаты оцифровки и последующей ЦОС. Од-

нако в библиотеках САПР ADS не представлены проекты, которые можно было бы применить для исследования ПКР-приемников.

Предложенный анализ влияния нелинейных компонентов проводится на основе моделей, приведенных на рисунке 2.17 и рисунке 2.22 для архитектур с высокой и нулевой ПЧ соответственно. Добавление компонентов аналоговой подсистемы САПР ADS выполняется их установкой перед АЦП, а для моделирования используется контроллер Envelope, который позволяет проводить частотный анализ сигналов во временной области. Для смешанного моделирования с цифровой частью данный метод является наиболее предпочтительным. После компонентов аналоговой подсистемы необходимо применять блок EnvOutSelector, который используется для преобразования сигналов на указанной частоте в пригодный для обработки в цифровой подсистеме САПР вид. Основные нелинейные компоненты, для которых необходимо проводить подобное тестирование – это МШУ и смесители. Архитектура с нулевой ПЧ уже имеет в своей структуре аналоговый смеситель, однако оценка его работы выполнялась без учета влияния собственных шумов и шумов гетеродина. Необходимо проводить моделирование с активированной функцией формирования шумов, что позволит полноценно анализировать влияние нелинейных искажений на результирующий сигнал.

Поскольку моделирование проектов, содержащих аналоговые и цифровые компоненты, требует больших вычислительных затрат, то для комплексного исследования аналого-цифровых проектов будет уместным снижение частоты тактирования АЦП и уменьшение количества точек на такт, а следовательно, и временного шага анализа.

Необходимо отметить, что время расчета значительно увеличивается при проведении анализа с аналоговыми устройствами, описание которых выполнено на основании S-параметров. Например, анализ битовой ошибки для 1000 точек в проекте моделирования усилителя составляет 15 минут. Однако в случае анализа нелинейных искажений необходимо использовать функциональные модели МШУ, в которых можно устанавливать основные параметры (коэффициент шума, точки

интермодуляции и др.). Также подобные модели анализируются гораздо быстрее, в отличие от компонентов, описанных S -параметрами.

Смешанное моделирование позволяет оценить влияние линейных и нелинейных искажений аналоговых компонентов трактов усиления сигналов и преобразования частоты на результирующий информационный сигнал. Возможность изменения параметров блока ЦОС (параметров АЦП, частоты демодуляции, децимации, фильтрации и др.) позволит определить оптимальные параметры для качественной обработки сигналов, выполняемой РПУ.

2.7 Модели для экспериментального тестирования РПУ на основе ПКР-архитектур

Проведенный анализ показал, что достоинством САПР ADS является наличие в его составе компонентов, которые позволяют осуществлять связь с широким спектром измерительной техники (генераторов ВЧ и НЧ сигналов, спектральных и логических анализаторов и др.) через интерфейс GPIB, Ethernet, а также при помощи файлов со значениями комплексной огибающей. Поэтому было предложено использовать данную возможность при тестировании РПУ, поскольку при помощи САПР можно осуществить формирование различных модулированных сигналов с внесением искажений (многолучевое распространение, замирания, фазовый джиттер и др.) [26].

Для проведения тестирования был разработан проект, осуществляющий запись результатов частотной модуляции цифровых данных, которые впоследствии переносятся на ВЧ несущую при помощи генератора фирмы Agilent (рисунок 2.23). Частота несущей, указанная в проекте, в данном случае не оказывает никакого влияния, так как в файл записывается только сигнал в базовой полосе частот. Временной шаг анализа необходимо устанавливать в зависимости от желаемой ширины канала. Например, в представленном проекте временной шаг анализа по частоте равен 640 кГц при девиации 100 кГц, что позволяет получить на ВЧ выходе генератора сигнал высокого качества.

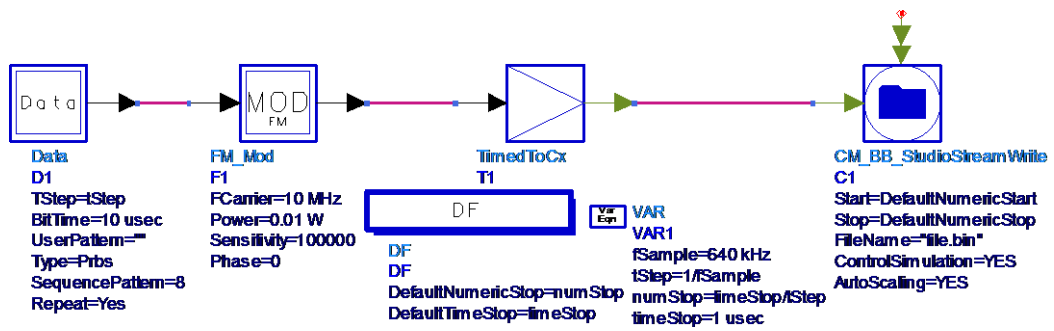


Рисунок 2.23 – Проект САПР ADS для записи комплексной огибающей

Предложенный проект формирования сигналов позволяет получить ВЧ сигнал с различными видами модуляции, который может быть принят и обработан при помощи тестируемого ПКР. Несомненным преимуществом такого способа является то, что при помощи САПР в сигнал могут быть внесены искажения, имитирующие реальный канал передачи данных (переотражение, затухание, селективные/неселективные замирания и др.). Используя программное обеспечение ПК, можно осуществить запись принимаемого при помощи ПКР-приемника ВЧ сигнала (квадратурных составляющих) в цифровой файл. Для анализа таких файлов разработан проект, приведенный на рисунке 2.24.

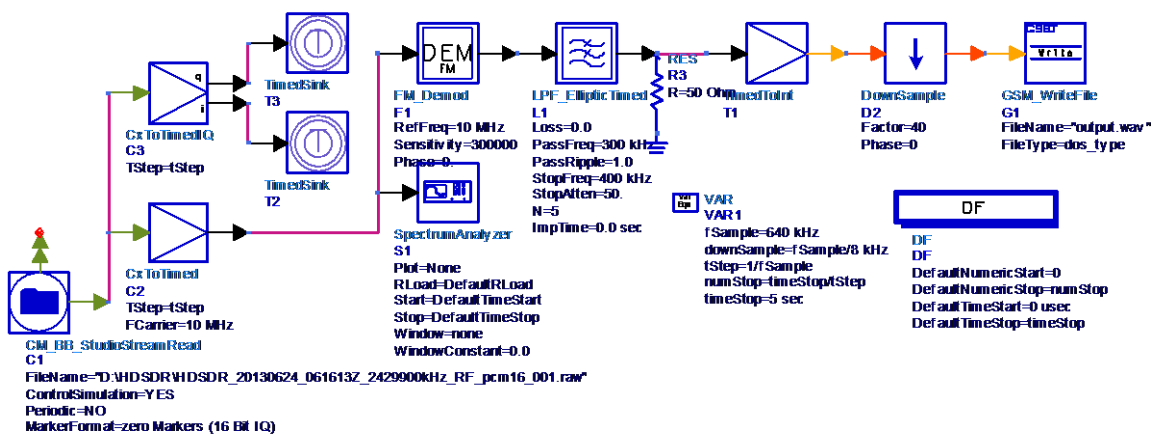


Рисунок 2.24 – Проект для демодуляции сигнала из записанного файла квадратур

Проект позволяет отобразить спектр принятого сигнала в базовой полосе частот, осуществить его демодуляцию и отфильтровать полученный информаци-

онный сигнал. При работе с аналоговыми видами модуляций имеется возможность записи в звуковой файл для его последующего воспроизведения и прослушивания.

2.8 Библиотека моделей компонентов ПКР-приемника

На основании рассмотренных выше моделей была разработана библиотека для САПР ADS, содержащая модели компонентов для проектирования ПКР-приемника, структурная схема использования которых приведена на рисунке 2.25. Указаны типы проектов: для аналоговой и цифровой подсистемы САПР ADS, а также смешанные проекты. Описание моделей приведены в таблице 2.1 для тракта преселектора, в таблице 2.2 для МШУ, в таблице 2.3 для тракта смесителя, в таблице 2.4 для тракта фильтрации ПЧ, в таблице 2.5 для тракта цифровой обработки сигналов и в таблице 2.6 для тестирования ПКР-приемника.

Таблица 2.1 - Библиотека элементов для проектирования тракта преселектора

| Элемент библиотеки | Назначение |
|----------------------------------|--|
| МЭМС структуры | |
| AnalysCommEffect | Проект для моделирования эффекта коммутации |
| C_MEMS_EqualCircuit | Компонент эквивалентной схемы МЭМС ключа |
| Переключаемые ПАВ фильтры | |
| AnalogSAWPresel | Проект для моделирования переключаемых ПАВ фильтров в аналоговой подсистеме САПР |
| DigitalSAWPresel | Проект для моделирования переключаемых ПАВ фильтров в цифровой подсистеме САПР |
| Фильтр на коммутируемых емкостях | |
| BandFilter900MHz | Проект для моделирования полосового фильтра на коммутируемых емкостях |
| LowpassFilter900MHz | Проект для моделирования НЧ фильтра на коммутируемых емкостях |

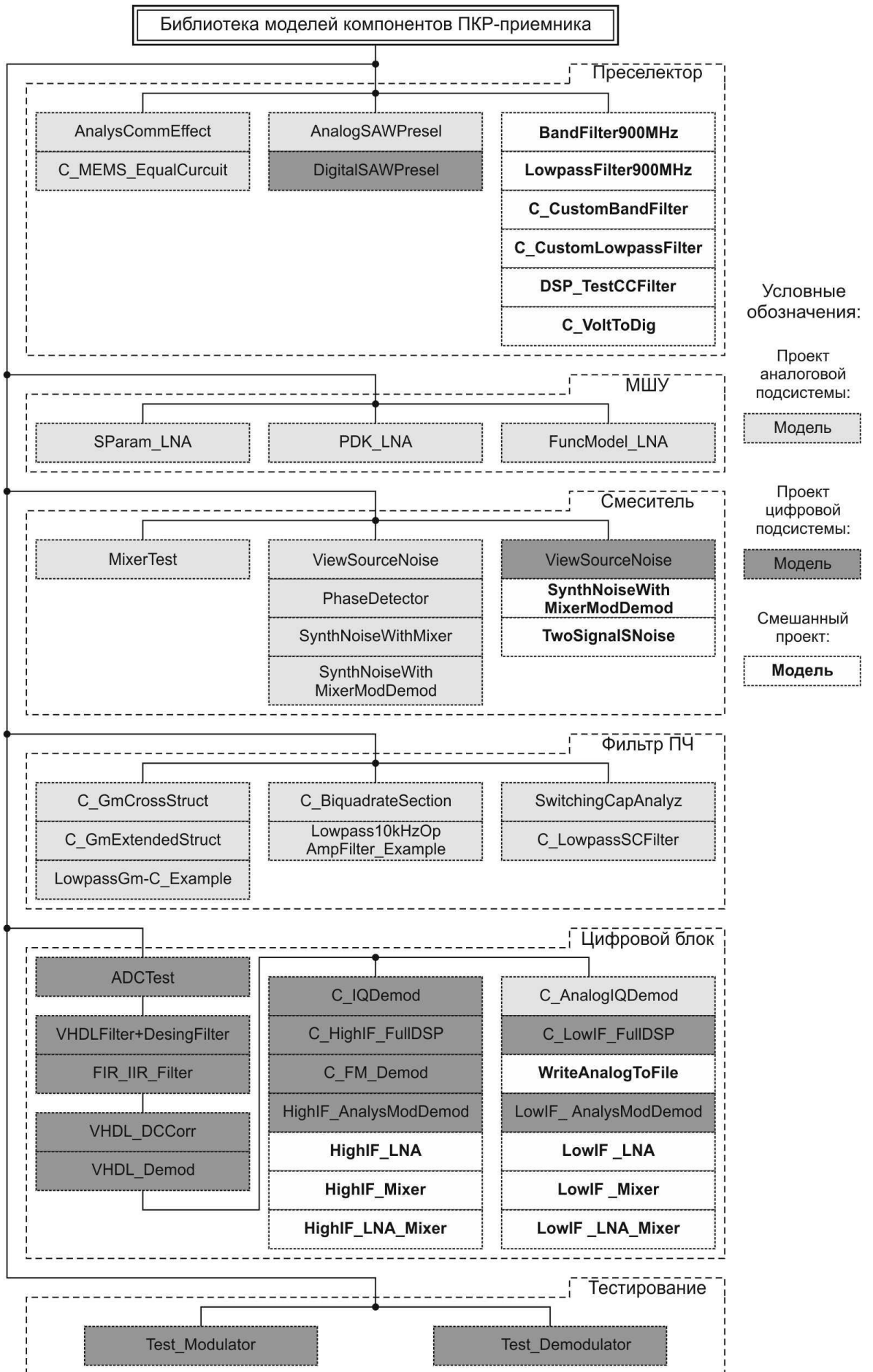


Рисунок 2.25 – Структура библиотеки моделей

Таблица 2.1 (продолжение) - Библиотека элементов для проектирования тракта преселектора

| Элемент библиотеки | Назначение |
|-----------------------|--|
| C_CustomBandFilter | Компонент пользовательского полосового фильтра на коммутируемых емкостях |
| C_CustomLowpassFilter | Компонент пользовательского НЧ фильтра на коммутируемых емкостях |
| DSP_TestCCFilter | Проект для моделирования фильтра на коммутируемых емкостях в цифровой подсистеме |
| C_VoltToDig | Компонент преобразования напряжения в сигнал цифрового управления |

Таблица 2.2 - Библиотека элементов для проектирования МШУ

| Элемент библиотеки | Назначение |
|-------------------------|--|
| Проекты для анализа МШУ | |
| SParam_LNA | Проект для моделирования МШУ на основе описания S-параметров |
| PDK_LNA | Проект для моделирования МШУ из библиотеки производителя |
| FuncModel_LNA | Проект для моделирования функциональной модели МШУ |

Таблица 2.3 - Библиотека элементов для проектирования тракта смесителя

| Элемент библиотеки | Назначение |
|---|---|
| Функциональная модель смесителя | |
| MixerTest | Проект для анализа функциональной модели смесителя |
| Анализ фазовых шумов гетеродина в аналоговой подсистеме | |
| ViewSourceNoise | Проект для моделирования фазовых шумов гетеродина |
| PhaseDetector | Проект для моделирования фазовых шумов гетеродина при помощи фазового детектора |

Таблица 2.3 (продолжение) - Библиотека элементов для проектирования тракта смесителя

| Элемент библиотеки | Назначение |
|---|---|
| SynthNoiseWithMixer | Проект для моделирования влияния фазовых шумов гетеродина на сигнал тракта ПЧ |
| SynthNoiseWithMixerModDemod | Проект для моделирования влияния фазовых шумов гетеродина на демодулированный сигнал |
| Анализ фазовых шумов гетеродина в цифровой подсистеме | |
| ViewSourceNoise | Проект для моделирования фазовых шумов гетеродина |
| SynthNoiseWithMixerModDemod | Проект для моделирования влияния фазовых шумов гетеродина на сигнал тракта ПЧ |
| TwoSignalSNoise | Проект для моделирования влияния фазовых шумов гетеродина на двухсигнальную избирательность по соседнему каналу |

Таблица 2.4 - Библиотека элементов для проектирования тракта фильтрации ПЧ

| Элемент библиотеки | Назначение |
|--|--|
| Реконфигурируемый фильтр на Gm-C структурах | |
| C_GmCrossStruct | Компонент Gm ячейки с перекрестным включением |
| C_GmExtendedStruct | Компонент Gm ячейки с расширенной структурой |
| LowpassGm-C_Example | Проект для моделирования реконфигурируемого НЧ фильтра с применением Gm ячейки |
| Реконфигурируемый фильтр на ОУ | |
| C_BiquadrateSection | Компонент реконфигурируемой биквадр. секции на ОУ |
| Lowpass10kHzOpAmpFilter_Example | Проект для моделирования перестраиваемого НЧ фильтра на ОУ |
| Реконфигурируемый фильтр на переключаемых емкостях | |
| SwitchingCapAnalyz | Проект для моделирования переключаемых емкостей |
| C_LowpassSCFilter | Компонент НЧ фильтра 2-го порядка на переключ. емкостях |

Таблица 2.5 - Библиотека элементов для проектирования тракта цифровой обработки сигналов

| Элемент библиотеки | Назначение |
|---------------------------------------|---|
| АЦП | |
| ADCTest | Проект для моделирования АЦП |
| Реконфигурируемый фильтр на ОУ | |
| VHDLFilter+ DesingFilter | Проект для моделирования фильтров на языке описания аппаратуры Verilog и фильтра из цифровых блоков |
| FIR_IIR_Filter | Проект для моделирования КИХ и БИХ фильтров |
| VHDL блоки | |
| VHDL_DCCorr | Проект для моделирования VHDL кода коррекции постоянной составляющей |
| VHDL_Demod | Проект для моделирования VHDL кода цифровых демодуляторов |
| Блок ЦОС для архитектуры с высокой ПЧ | |
| C_IQDemod | Компонент цифрового квадратурного демодулятора |
| C_HighIF_FullDSP | Компонент блока ЦОС для высокой ПЧ |
| C_FM_Demod | Компонент цифрового ЧМ демодулятора |
| HighIF_ AnalysModDemod | Проект для моделирования обработки модулированных сигналов при помощи блока ЦОС |
| HighIF_LNA | Проект для смешанного моделирования МШУ и блока ЦОС |
| HighIF_Mixer | Проект для смешанного моделирования смесителя и блока ЦОС |
| HighIF_LNA_Mixer | Проект для смешанного моделирования смесителя, МШУ и блока ЦОС |
| Блок ЦОС для архитектуры с нулевой ПЧ | |
| C_LowIF_FullDSP | Компонент блока ЦОС для нулевой ПЧ |
| C_AnalogIQDemod | Компонент аналогового квадратурного демодулятора |

Таблица 2.5 (продолжение) - Библиотека элементов для проектирования тракта цифровой обработки сигналов

| Элемент библиотеки | Назначение |
|--------------------------|---|
| WriteAnalogToFile | Проект для записи комплексной огибающей в файл |
| LowIF_ AnalysModDemod | Проект для моделирования обработки модулированных сигналов при помощи блока ЦОС |
| LowIF _LNA | Проект для смешанного моделирования МШУ и блока ЦОС |
| LowIF _Mixer | Проект для смешанного моделирования смесителя и блока ЦОС |
| LowIF _LNA_Mixer | Проект для смешанного моделирования смесителя, МШУ и блока ЦОС |

Таблица 2.6 - Библиотека элементов для тестирования ПКР-приемника

| Элемент библиотеки | Назначение |
|--------------------|---|
| Test_Modulator | Проект для формирования модулированных сигналов для измерительной аппаратуры Agilent |
| Test_Demodulator | Проект для демодуляции записанных при помощи ПКР-приемника сигналов в базовой полосе частот |

2.9 Выводы по 2-й главе

В процессе разработки проектов трактов РПУ на основе ПКР-архитектур были получены модели трактов фильтрации сигналов, усиления и преобразования частоты в совокупности с цифровым блоком обработки данных. Основные выводы и результаты, полученные в ходе работы:

1. Предложены модели реконфигурируемого преселектора на основе МЭМС-структур. По сравнению с используемыми в настоящее время преселекторами на основе переключателей на pin-диодах, обеспечивающими только коммутацию широких диапазонов частот, предложенная структура может использо-

ваться для решения задач как широкополосной, так и узкополосной фильтрации с изменением ширины полосы пропускания и центральной частоты. Это достигается за счет применения МЭМС, которые имеют минимальные потери во включенном состоянии, хорошую развязку в выключенном режиме и высокую скорость переключения. Единственным недостатком данных структур являются помехи, которые могут возникнуть при большой скорости коммутации ключей, для оценки которых был разработан соответствующий проект. Это может повлиять на прием сигналов, в которых используется ППРЧ (например, GSM), а также на результаты работы РПУ, решающего задачи широкополосного мониторинга.

2. Разработаны модели для анализа МШУ, представленные различными способами: библиотечными файлами производителей, описанием S-параметров и функциональной моделью. Такой набор проектов расширяет возможности оценки влияния параметров МШУ на обрабатываемый сигнал. Данные модели могут быть применены для комплексного моделирования РПУ, что позволит оценить влияние линейных и нелинейных искажений.

3. Разработаны модели для анализа смесителей и гетеродинов. Наличие возможности установки параметров фазовых шумов гетеродинов в аналоговой и цифровой подсистемах САПР ADS позволяет провести моделирование и выполнить оценку влияния фазовых шумов на качество переноса спектра сигнала, а также на двухсигнальную избирательность, что максимально отражает реальные процессы в физическом устройстве. Предложенные смешанные модели позволяют решать вопросы связанные с анализом влияния фазовых шумов на цифровую обработку сигналов, что раньше не использовалось при проектировании РПУ.

4. Предложено несколько видов реконфигурируемых фильтров для тракта ПЧ и модели для их анализа. Фильтры на Gm-C структурах могут быть легко реализованы в интегральном исполнении. Фильтры на ОУ, построенные при помощи переменных резисторов и переключательных емкостей, могут быть построены на основе дискретных компонентов, что позволит легко использовать их в любых недорогих системах. Недостатком рассмотренных структур является наличие нелинейных устройств, которые приводят к появлению искажений в обработанных

сигналах. По сравнению с применяемыми настоящее время фильтрами с фиксированными параметрами, использование реконфигурируемых структур с простой реализацией позволяет повысить эффективность обработки сигналов.

5. Разработанный проект для анализа влияния параметров АПЦ на квантованный сигнал позволяет осуществить подбор необходимых характеристик преобразователя для обеспечения наилучшего качества выходного сигнала.

6. Разработан проект для анализа цифровых фильтров, представленных двумя способами: синтезированного на дискретных компонентах при помощи инструмента DigitalFilter и описания на языке аппаратуры Verilog. Рассмотренный блок HdlCosim позволяет выполнять моделирование любых кодов на языках Verilog и VHDL при помощи САПР Simulink, что дает возможность проводить комбинированный анализ с учетом программ демодуляции и обработки сигналов на языках VHDL и Verilog. Предложенные проекты позволяют проводить моделирование в одной среде, исключая ручной перевод сигналов между различными САПР, что на данный момент часто практикуется при разработке сложных устройств.

7. Разработана модель цифрового блока обработки данных для высокой (цифровой) ПЧ и проект для ее анализа. При использовании цифрового квадратурного демодулятора, дециматоров, фильтров и демодуляторов она позволяет проводить исследования, касающиеся оценки влияния параметров ее компонентов на эффективность демодуляции сигналов.

8. Разработана модель цифрового блока обработки данных для нулевой ПЧ и проект для ее анализа. В данной архитектуре использованы аналоговый квадратурный демодулятор, два АЦП, дециматоры, фильтры и демодуляторы. Предложен способ, который дает возможность сократить время разработки смешанных аналого-цифровых проектов. Предложенные проекты для высокой и нулевой ПЧ позволяют расширить спектр применения САПР ADS.

9. Предложено использование возможности смешанного моделирования аналого-цифровых трактов РПУ, что позволяет оценить влияние линейных и нелинейных искажений аналоговых устройств на результирующий информационный сигнал после выполнения цифровой обработки. На данный момент подобный ана-

лиз выполняется крайне редко, поэтому разработанное математическое обеспечение позволит повысить качество проектирования за счет выполнения смешанного моделирования.

10. В результате оценки возможности САПР ADS для решения задач тестирования РПУ были предложены проекты для формирования сигналов с различными видами модуляций, в том числе с внесением искажений при помощи компонентов САПР, и для анализа записанных на выходе ПКР-приемника данных, который позволяет выполнять демодуляцию аналоговых и цифровых сигналов. По сравнению с традиционными способами формирования сигналов можно получить наиболее сложные тестовые последовательности, а значит повысить качество экспериментального тестирования.

11. На основании полученных моделей была разработана библиотека компонентов ПКР-приемника, которая может быть использована для сокращения времени автоматизированного проектирования РПУ. Каждый проект библиотеки имеет описание, которое позволяет быстро выбрать необходимую модель для анализа различных трактов разрабатываемого радиоприемника.

Глава 3. Методическое обеспечение автоматизированного проектирования ПКР-приемника

В главе предложено методическое обеспечение автоматизированного проектирования радиоприемных устройств на основе ПКР-архитектур.

Предложен маршрут проектирования ПКР-приемника, который предусматривает последовательную разработку трактов РПУ с указанием применяемых библиотек разработанного математического обеспечения.

Разработана методика проектирования преселектора, МШУ, тракта преобразования частоты, фильтра тракта ПЧ, АЦП, блока ЦОС и методика смешанного моделирования. В каждой методике рассмотрены варианты исполнения проектируемого тракта, достоинства и недостатки предлагаемых структур, приведены компоненты библиотеки для анализа и получаемые при их моделировании характеристики.

Проверена работа предложенного математического обеспечения автоматизированного проектирования РПУ на основе ПКР-архитектур. Предложена методика экспериментального тестирования ПКР-приемников при помощи САПР ADS.

3.1 Маршрут проектирования ПКР-приемника

Проведенный обзор показал, что ПКР-приемники – это сложные устройства, проектирование которых является проблемным из-за необходимости учета взаимных влияний аналоговых и цифровых трактов. Однако из анализа печатных работ следует, что существующие маршруты проектирования ориентированы либо целиком на технику различной сферы применения (например, ГОСТы [12, 14]), либо на радиоприемные устройства без использования цифровой обработки [2, 3, 10]. Для ПКР-архитектур приводятся рекомендации по проектированию [37, 101, 142], однако сформированного маршрута с указанием последовательности разработки, исследуемых характеристик, методов моделирования и рекомендуемых структур –

нет. Поэтому основной задачей работы является разработка маршрута, который поможет повысить эффективность автоматизированного проектирования ПКР-устройств и их качественные характеристики. Поскольку структура РПУ является достаточно сложной, то наилучшим подходом будет использование смешанного стиля проектирования, сочетающего в себе нисходящее и восходящее проектирование [49]. На основании проведенного анализа было предложено использовать следующую последовательность проектных процедур для разработки ПКР-приемников:

- Выбор архитектуры построения системы с учетом количества преобразований частоты и значения конечной частоты ПЧ;
- Выбор структуры и разработка тракта преселектора в зависимости от диапазона и полосы обработки частот проектируемого устройства;
- Выбор усилителей для обеспечения необходимого усиления, низкого уровня шумов и линейности сигнала во всем тракте;
- Разработка тракта преобразования частоты с учетом необходимого количества промежуточных частот;
- Разработка трактов ПЧ с учетом необходимого усиления и фильтрации;
- Разработка цифровой части устройства, начиная с выбора АЦП и заканчивая программой цифровой обработки сигналов для получения информационных данных из принимаемого сигнала;
- Смешанное моделирование разработанных компонентов для оценки взаимного влияния трактов обработки сигналов и основных характеристик ПКР-приемника (динамический диапазон, чувствительность, спектры сигналов и др.).

На основании полученных моделей трактов РПУ, представленных в виде структурированной библиотеки, был разработан общий маршрут проектирования ПКР-приемника, на каждом этапе которого используются компоненты данной библиотеки (рисунок 3.1).

В следующих разделах работы рассмотрены результаты разработки методик проектирования каждого тракта РПУ на основе ПКР-архитектур, указанных в об-

щем маршруте, которые позволяют выбрать наилучшие структуры для реализации, их достоинства и недостатки, определить модель из библиотеки для проведения исследования, получаемые характеристики и методы анализа.

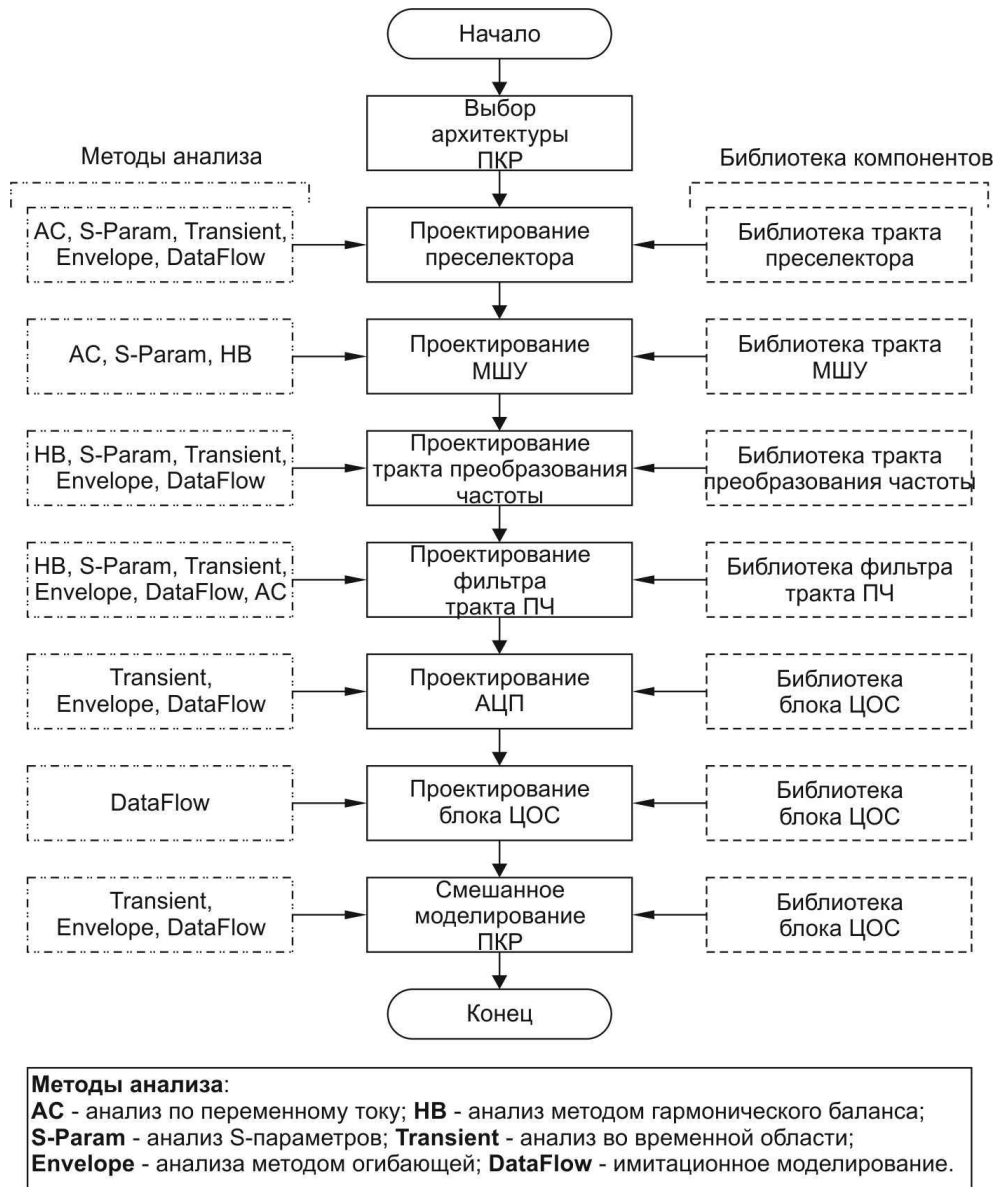


Рисунок 3.1 – Маршрут проектирования ПКР-приемника

3.2 Методика проектирования преселектора

По результатам проведенного исследования предложено три варианта реализации преселектора ПКР: использование стандартного ПАВ фильтра с неизменяемыми характеристиками, использование переключаемых широкополосных ПАВ фильтров, использование фильтров на коммутируемых емкостях. Данные фильтры

имеют свои достоинства и недостатки, поэтому выбор применяемой в ПКР-приемнике структуры должен производиться исходя из требований ТЗ. На основании разработанного математического обеспечения предложена методика автоматизированного проектирования преселектора ПКР, приведенная на рисунке 3.2.

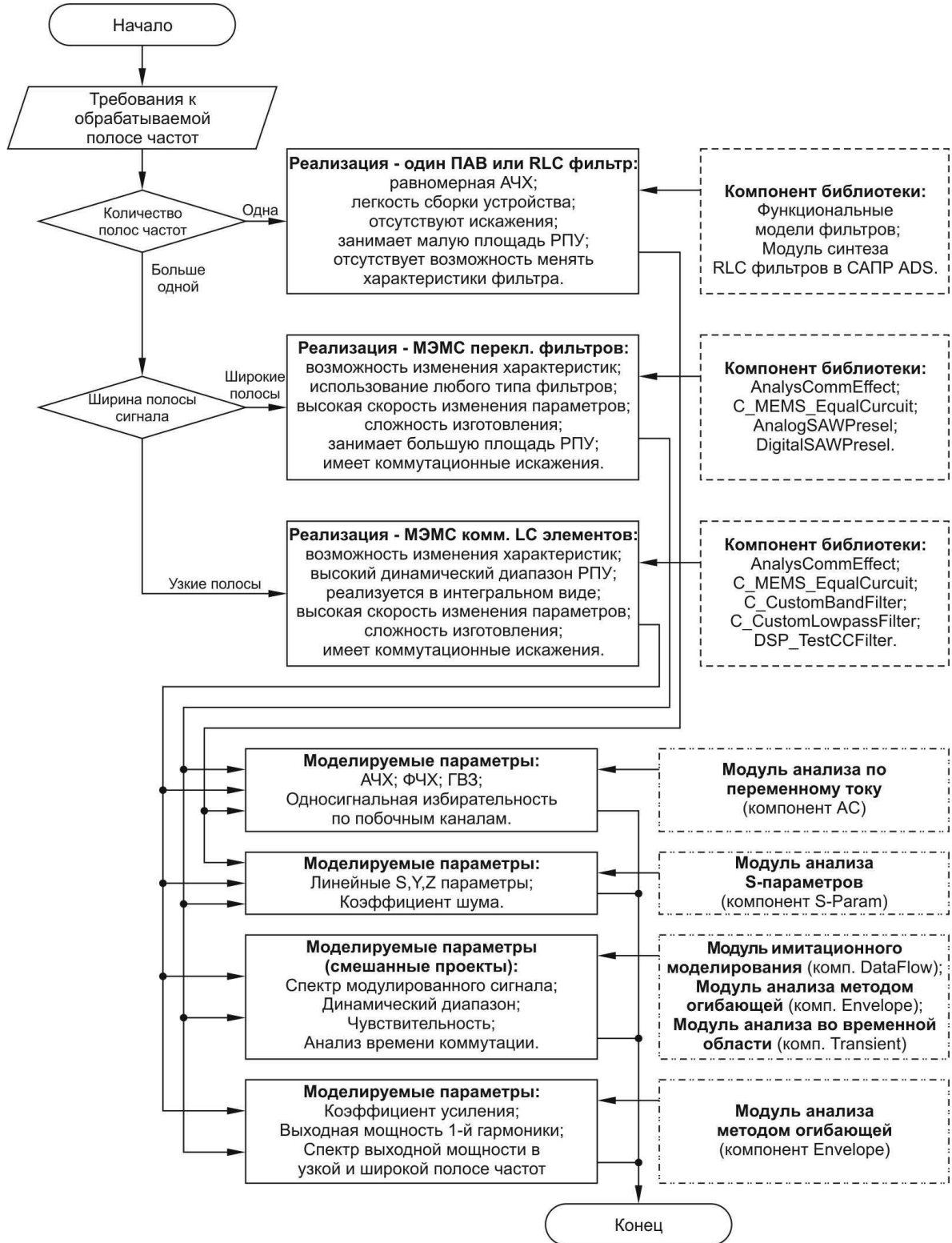


Рисунок 3.2 – Методика автоматизированного проектирования преселектора ПКР-приемника

Анализ математического обеспечения преселектора

На основании использования проекта AnalysCommEffect проведен анализ эффекта коммутации МЭМС-структуры при помощи контроллера Transient [49] и Envelope [38], что позволило получить переходные характеристики высокочастотного сигнала во временной области. Вид огибающей сигнала на выходе фильтра, характеристики которого изменяются во время подключения еще одного конденсатора, приведен на рисунке 3.3 (а). Видно, что при увеличении емкости происходит скачкообразное изменение параметров сигнала, а затем некоторое время наблюдаются переходные процессы.

Для анализа возможности использования компонента переключателя в качестве МЭМС-коммутатора было проведено моделирование эквивалентной схемы при помощи проекта для исследования эффекта коммутации. Поскольку емкости, используемые в эквивалентной модели, имеют крайне малые значения (фемтофарады), моделирование во временной области требовало больших вычислительных затрат из-за малого шага анализа. Поэтому анализ проводился методом огибающей, результат которого показан на рисунке 3.3 (б).

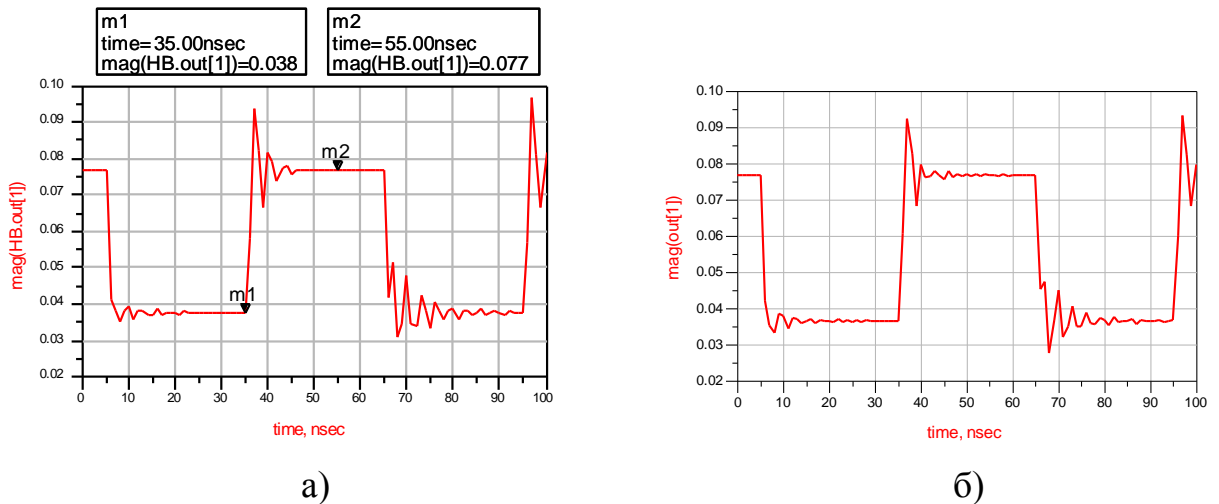


Рисунок 3.3 – Результаты моделирования эффекта коммутации МЭМС;
а) Для модели Switch, б) Для эквивалентной схемы

По графику (рисунок 3.3, б) видно, что форма и характеристики сигнала, полученного при анализе эквивалентной схемы, практически полностью соответст-

вуют характеристикам, полученным при использовании модели переключателя (рисунок 3.3, а). Значит, результаты моделирования схем, использующих только модель переключателя, можно считать верными. Анализ полной эквивалентной схемы в совокупности с другими компонентами в настоящее время невозможен, так как емкости эквивалентной схемы имеют малые номиналы, что значительно увеличивает время моделирования.

Результат моделирования проекта преселектора, в котором осуществляется коммутация широкополосных ПАВ фильтров, приведен на рисунке 3.4 (а). На рисунке 3.4 (б) приведен спектр сигнала на выходе модели при работе в динамическом режиме, отражающий работу всех фильтров.

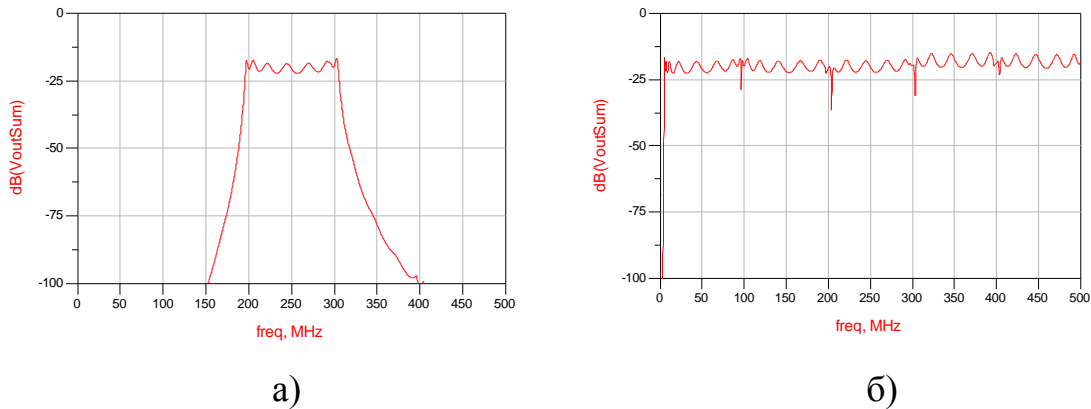


Рисунок 3.4 – Результат моделирования преселектора с МЭМС;

а) Включен один фильтр, б) АЧХ при работе в динамическом режиме

Для анализа проекта фильтра на коммутируемых емкостях был синтезирован полосовой фильтр с полосой пропускания 890-910 МГц. Результаты моделирования приведены на рисунке 3.5. На графике представлено несколько выделенных диапазонов, которые зависят от значений выбранных конденсаторов.

По результатам моделирования можно сделать следующий вывод: при линейном увеличении емкости центральная частота фильтра меняется нелинейно. Это обусловлено тем, что резонансная частота LC контуров, из которых состоит фильтр, нелинейно зависит от номиналов используемых компонентов, так как на разных частотах конденсатор одного и того же номинала имеет разную проводи-

мость. Поэтому для обеспечения точности установки частоты необходимо использовать матрицу с наибольшим количеством конденсаторов меньшего номинала. На рисунке 3.5 также видно, что в зависимости от выбранного диапазона уровень сигнала разный. Это объясняется тем, что изменяются только значения конденсаторов. Для подстройки мощности сигнала необходимо также менять индуктивность либо уровень сигнала на входе фильтра.

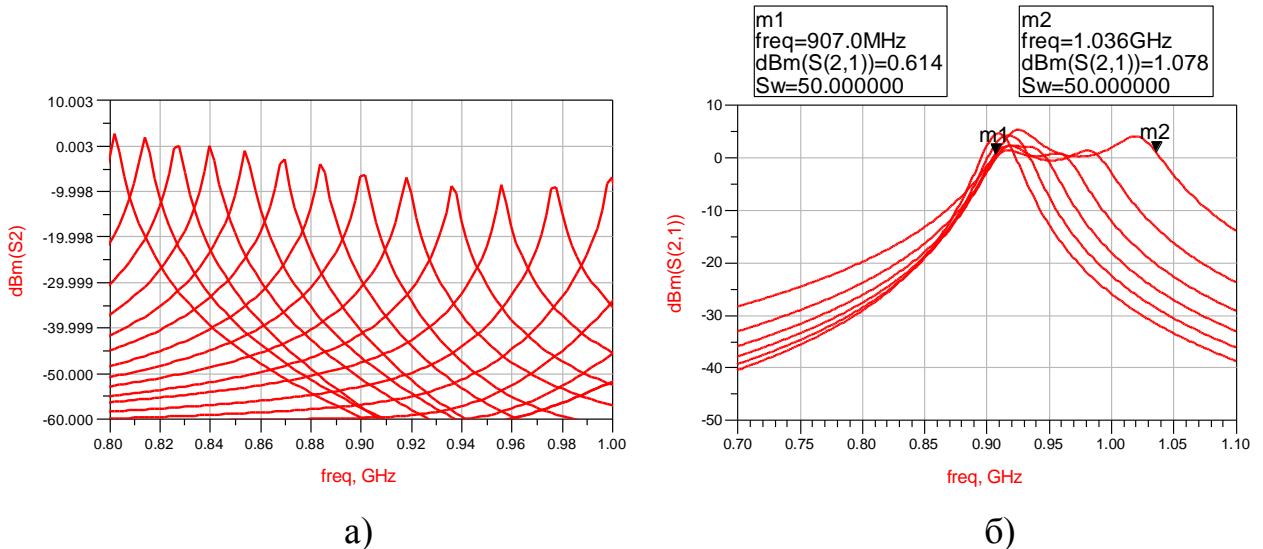


Рисунок 3.5 – Результат анализа фильтра с коммутируемыми емкостями и индуктивностями; а) Изменение центральной частоты, б) Изменение ширины полосы пропускания

Результат моделирования фильтра в случае изменения полосы пропускания приведен на рисунке 3.5 (б). По полученной АЧХ можно увидеть, что фильтр структуры с коммутируемыми емкостями и индуктивностями может быть настроен на разную ширину полосы пропускания. При моделировании использовалось по шесть значений индуктивности и емкости. В приведенном примере значение меняет индуктивность и один конденсатор из двух возможных, поэтому изменяется только одна граница фильтрации. Переключая две емкости, можно изменять полосу пропускания с сохранением центральной частоты фильтра.

3.3 Методика проектирования МШУ

Исходя из основных параметров МШУ [66], значения которых оказывают наибольшее влияние на характеристики ПКР, разработана методика проектирования МШУ (рисунок 3.6). В данной методике было предложено использовать несколько основных критериев, по которым можно провести выбор усилителя по его параметрам. С учетом разработанных моделей приведены рекомендуемые методы анализа и определяемые характеристики.

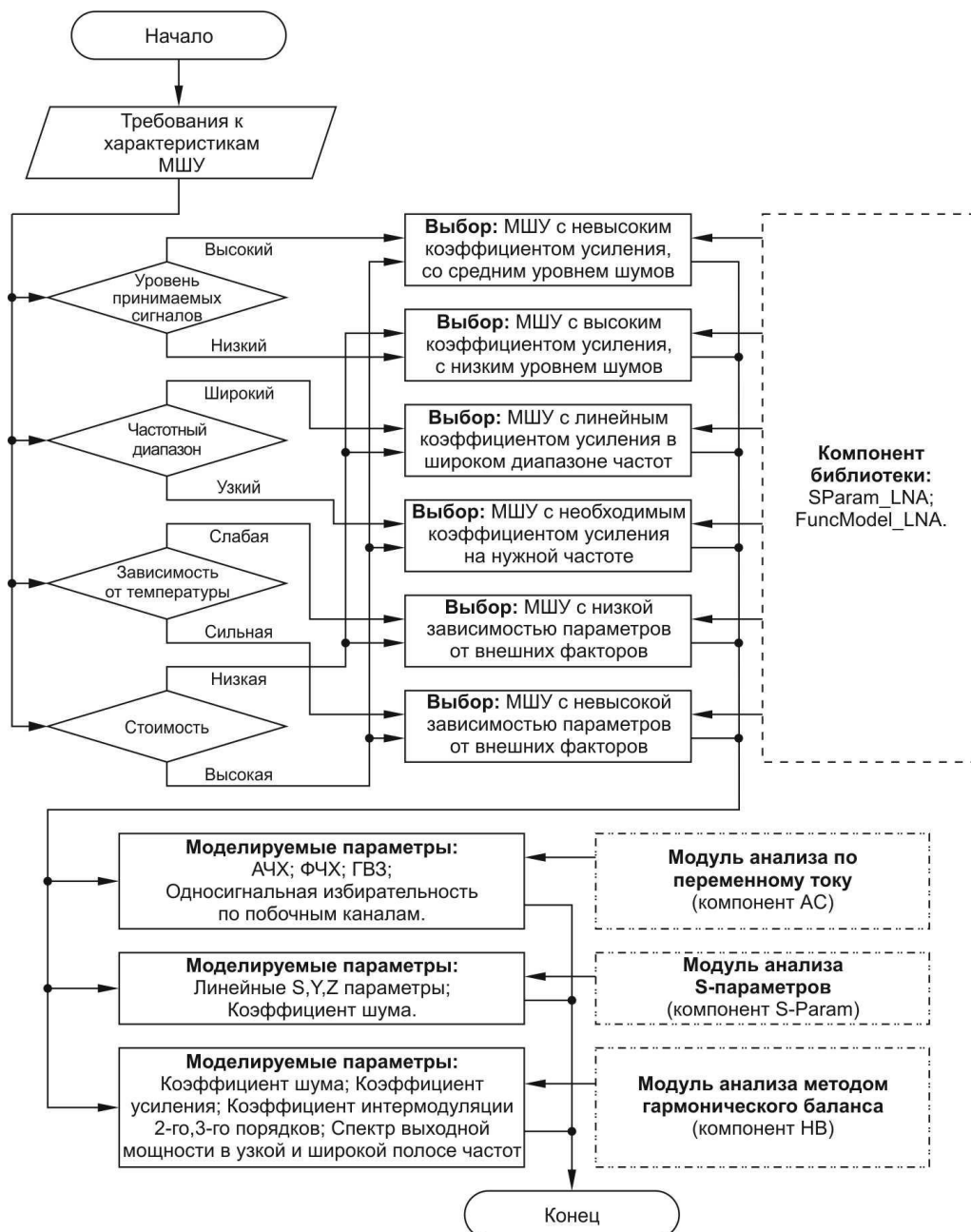


Рисунок 3.6 – Методика автоматизированного проектирования МШУ

Анализ математического обеспечения МШУ

При помощи разработанного математического обеспечения проведено моделирование МШУ, представленного в виде библиотечного файла на web-сайте производителя. Анализ методом S-параметров показал идентичность полученных и указанных в описании усилителя характеристик. Линейные характеристики усиления в диапазоне от 0 до 3 ГГц приведены на рисунке 3.7 (а). Моделирование нелинейных характеристик проводилось при помощи метода гармонического баланса. На вход усилителя был подан сигнал на частоте 1 ГГц с уровнем -10 дБм. Спектр сигнала для 5 гармоник приведен на рисунке 3.7 (б). По полученным результатам рассчитано значение коэффициента нелинейных искажений [39], который составил 2 %, что говорит о среднем качестве данного усилителя [17].

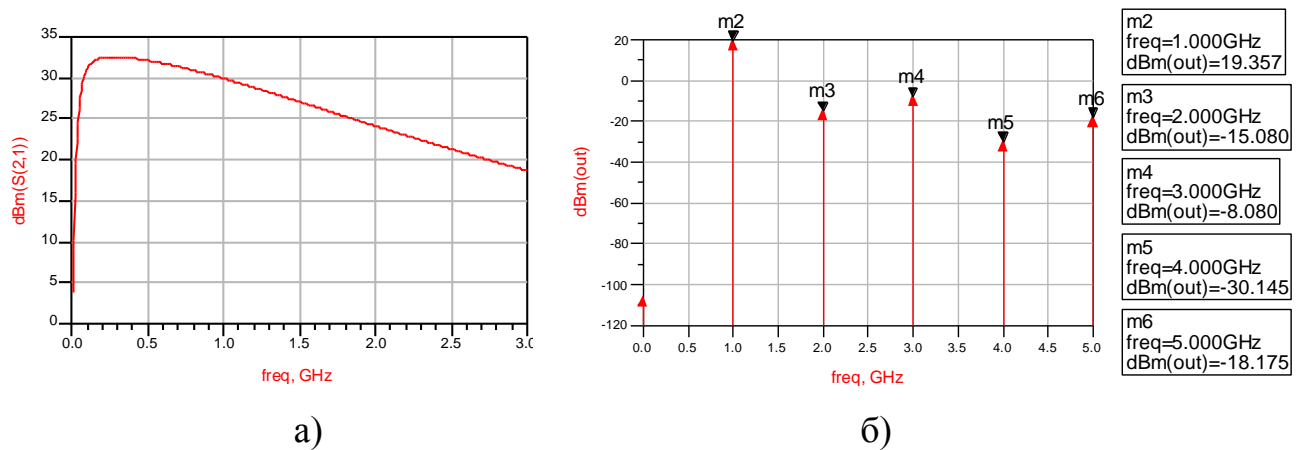


Рисунок 3.7 – Результаты моделирования МШУ MGA62563;

а) Характеристика усиления, б) Спектр гармонического сигнала

3.4 Методика проектирования тракта преобразования частоты

По результатам проведенных исследований предложена методика выбора смесителя, которая приведена на рисунке 3.8. В ней учитываются частоты, на которых применяется смеситель, а также необходимая стоимость разрабатываемого ПКР, что позволяет определить, какому типу смесителя отдать предпочтение. Для каждого типа смесителя приведены его отличительные особенности.

Методика не рассматривает вопросы выбора гетеродина или синтезатора, так как современные технологии позволяют в любых устройствах применять высоко-интегрированные синтезаторы с широким диапазоном частоты, малыми шумами и размерами.

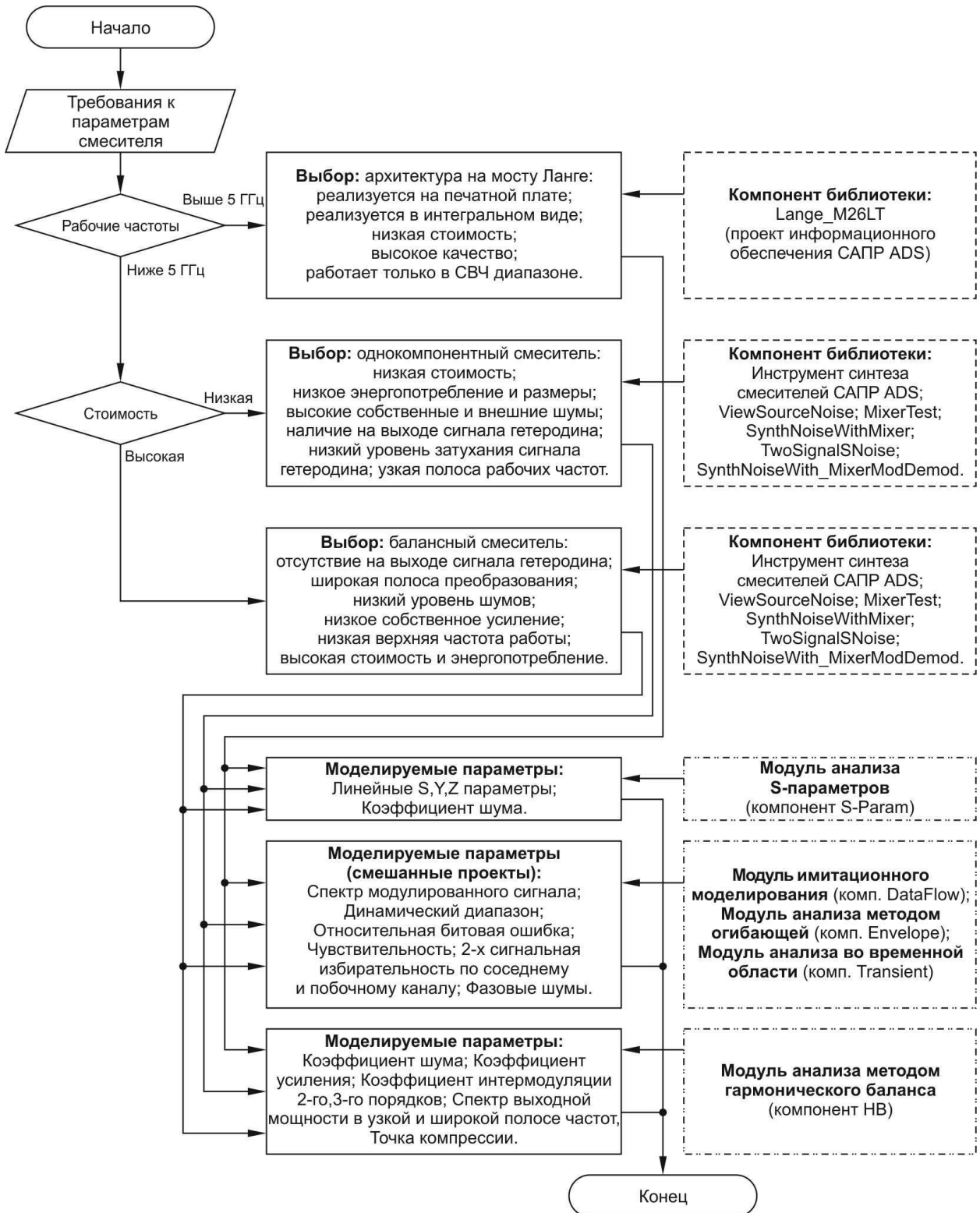


Рисунок 3.8 – Методика автоматизированного проектирования смесителя

В методике указаны применяемые компоненты разработанного математического обеспечения для каждого типа смесителей. Описание анализируемых параметров и методов моделирования позволяет быстро и эффективно выполнять разработку и проектирование тракта преобразования частоты в ПКР-приемниках.

Анализ математического обеспечения тракта преобразования частоты

При моделировании смесителей в условиях многочастотного входного воздействия токи и напряжения в схеме представлялись в виде ограниченных тригонометрических полиномов вида:

$$v(t) = \text{Real} \left\{ \sum_{k_1=0}^{K_1} \sum_{k_2=0}^{K_2} \dots \sum_{k_n=0}^{K_n} V_{k_1, k_2, \dots, k_n} e^{j2 \Pi(k_1 f_1 + \dots + k_n f_n) t} \right\},$$

где n – количество входных гармоник (источников), $f_{1\dots n}$ – исходная частота каждого источника и $K_{1\dots n}$ – количество учитываемых гармоник для каждой входной частоты, которое определялось порядком оцениваемых интермодуляционных продуктов и уровнями входных сигналов.

Результатом анализа проектов смесителей методом гармонического баланса являются графики спектров и табличные данные, содержащие следующие сведения: значение частоты и уровней сигнала гетеродина и входного/выходного сигнала, значение коэффициента стоячей волны по напряжению, уровень сигнала гетеродина на выходе смесителя. Оценка данной модели показала, что все установленные характеристики смесителя правильно интерпретируются САПР. Для анализа проектов оценки фазовых шумов гетеродинов и их влияния на обработку сигнала были использованы значения характеристик современного высокоинтегрированного синтезатора частоты ADF4350 компании AnalogDevices [68].

Для модели синтезатора, которая представлена компонентом P1_Tone, параметры были указаны следующим образом: PhaseNoise = list(10kHz, -89dB, 100kHz, -114dB, 1MHz, -134dB, 5MHz, -148dB). На рисунке 3.9 (а) приведены уровни полученных фазовых шумов модели, которые меньше по уровню, чем указанные в параметрах компонента. Это объясняется тем, что гетеродин подключен к 50 Омной нагрузке, что приводит к падению уровня сигнала и шумов. Для анализа

гетеродина в цифровой подсистеме САПР были использованы такие же значения фазовых шумов, как и для аналоговой подсистемы. Результаты моделирования в спектральном виде для компонента N_Tones приведены на рисунке 3.9 (б).

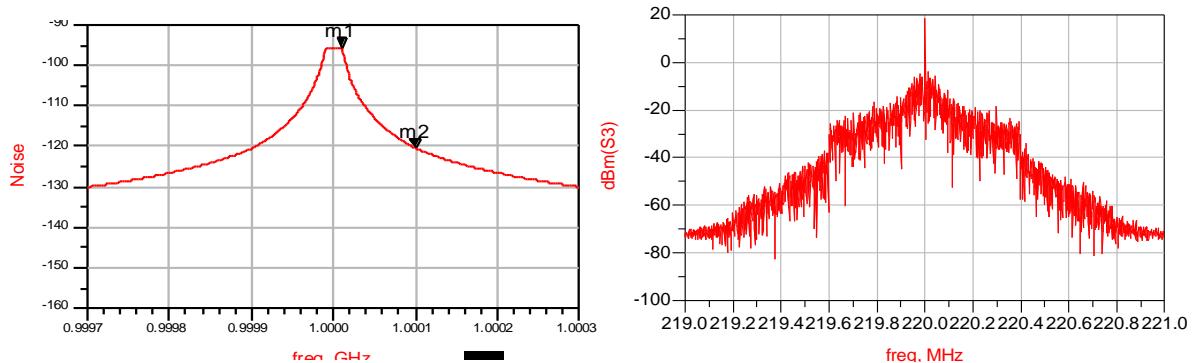


Рисунок 3.9 – Результаты моделирования фазовых шумов гетеродина;
а) В аналоговой подсистеме САПР, б) В цифровой подсистеме САПР

Как видно из рисунка 3.9, наличие фазовых шумов в сигнале ГУНа приводит к значительным искажениям сигнала ПЧ. Такой шум может оказать негативное воздействие на качество демодуляции сигналов, особенно малых уровней. Результаты анализа проекта для проверки влияния шумов гетеродина на обработку модулированных сигналов приведены на рисунке 3.10 и в таблице 3.1.

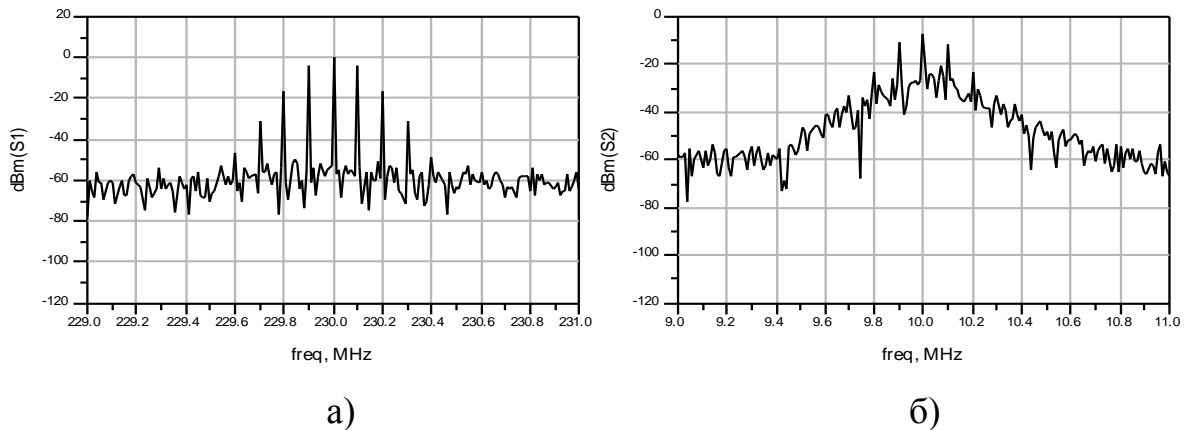


Рисунок 3.10 – Моделирование проекта для анализа влияния фазовых шумов;
а) Сигнал на входе смесителя, б) Сигнал на выходе смесителя

В таблице 3.1 приведены значения шумов, которые задавались для гетеродина, и значения BER для полученных данных. Исходный модулированный сигнал подавался с уровнем 0 дБм.

Таблица 3.1 – Результаты моделирования воздействия фазовых шумов

| Фазовые шумы | BER ЧМ | BER ФМ | BER QPSK |
|--|---------------|---------------|-----------------|
| Отсутствуют | 0.000 | 0.000 | 0.000 |
| 1 кГц –80 дБ, 10 кГц –70 дБ, 40 кГц –70дБ, 400 кГц –90 дБ | 0.014 | 0.031 | 0.098 |
| 1 кГц –70 дБ, 10 кГц –60 дБ, 40 кГц –60дБ, 400 кГц –80 дБ | 0.018 | 0.073 | 0.157 |
| 1 кГц –60 дБ, 10 кГц –50 дБ, 40 кГц –50дБ, 400 кГц –70 дБ | 0.064 | 0.149 | 0.324 |

По полученным данным видно, что наибольшее влияние фазовые шумы гетеродина оказали на сигналы с фазовой модуляцией, так как они вызвали скачки фазы в принятом сигнале. Для многопозиционной ФМ данное влияние будет сказываться более негативно, так как различие значения фазы между двумя битами данных меньше, чем у двухпозиционной ФМ.

Анализ влияния фазовых шумов на двухсигнальную избирательность при помощи проекта TwoSignalSNoise позволяет выполнить оценку зависимости качества обработки сигналов на полезном канале при наличии мощного сигнала соседнего канала. Результаты моделирования для двух каналов ЧМ сигнала (с девиацией 10 и 20 кГц) с шагом 50 кГц, которые были перенесены формированием двух ВЧ сигналов на гетеродине, приведены на рисунке 3.11 (а). На графике видны сигналы с девиацией 10 кГц и 20 кГц на одной частоте.

Следующим этапом проверки было установка фазовых шумов гетеродина с большим уровнем (-60 дБн/Гц), работающего на частоте полезного сигнала, уменьшение мощности полезного сигнала (до -50 дБм) и увеличение мощности соседнего сигнала (до 0 дБм). Результаты моделирования приведены на рисунке 3.11 (б). Основного сигнала нет, присутствует только сигнал соседнего канала (маркеры m1 и m2). Так как фазовые шумы распределены равномерно, то сигнал основного канала может быть не виден после переноса, потому что его уровень меньше уровня шума.

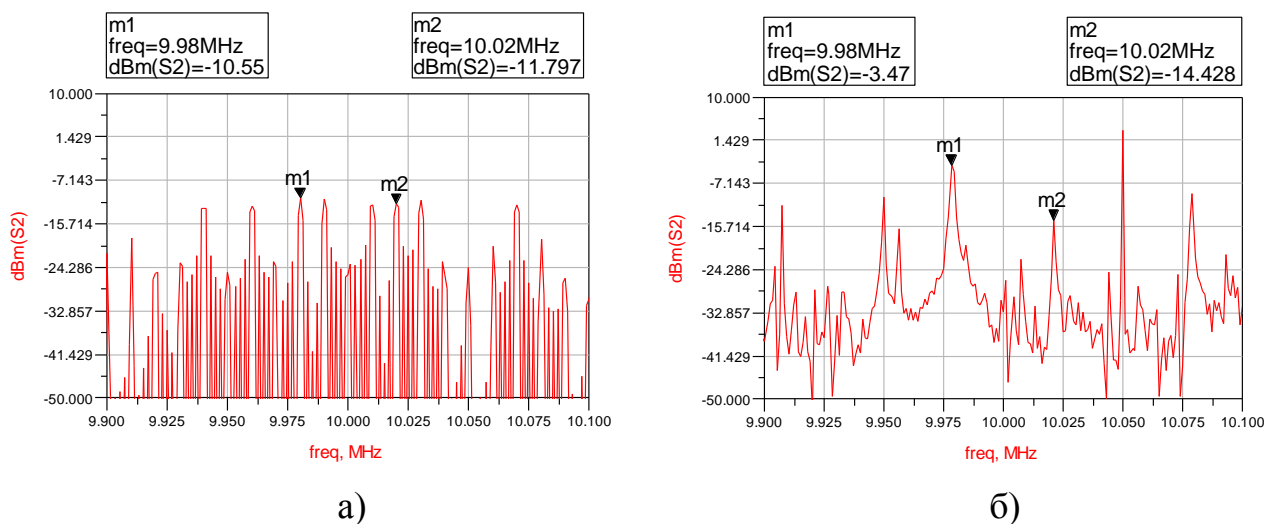


Рисунок 3.11 – Результаты моделирования воздействия фазовых шумов на соседний канал; а) Моделирование с использованием двух сигналов гетеродина, б) Моделирование с использованием фазовых шумов

В результате проверки математического обеспечения автоматизированного проектирования РПУ на основе ПКР-архитектур получены результаты соответствующие преобразованию сигнала в данных трактах, что позволяет применять разработанные модели для методики проектирования тракта преобразования частоты.

3.5 Методика проектирования фильтра тракта ПЧ

По результатам проведенных исследований предложена методика проектирования фильтра ПЧ (рисунок 3.12), при помощи которой можно осуществить выбор наиболее подходящей структуры по основным критериям характеристик реконфигурируемого фильтра и определить ее достоинства и недостатки. Для каждой архитектуры указаны специализированные модели разработанного математического обеспечения, а также анализируемые с их помощью характеристики и эффективные методы анализа.

В данном маршруте предлагается использование как фильтров на МЭМС-структурах (рассмотренных в тракте преселектора), так и фильтров на Gm-C структурах и ОУ (с переменными резисторами и переключаемыми емкостями).

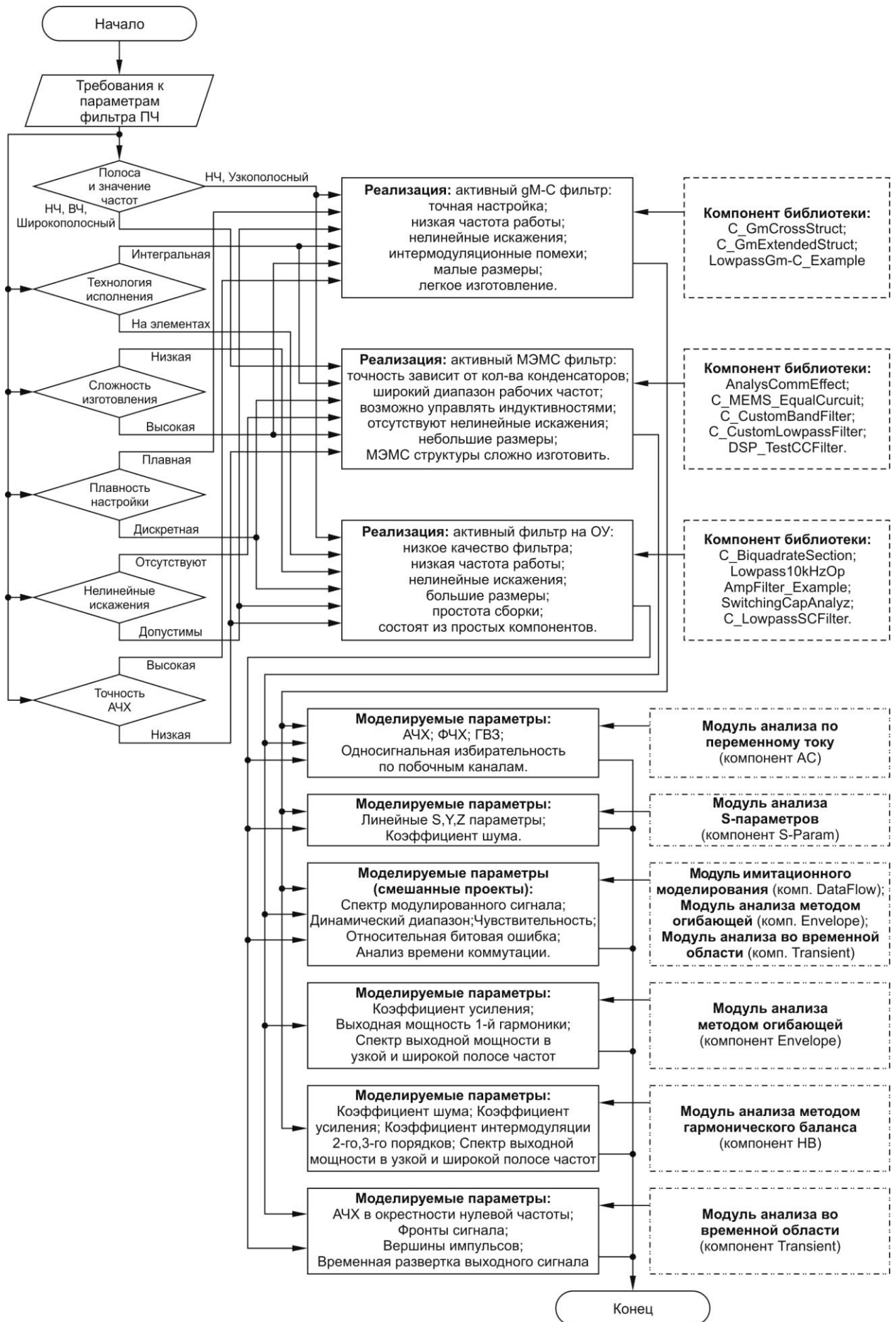
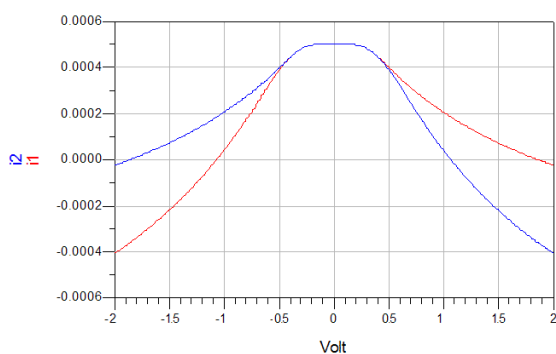


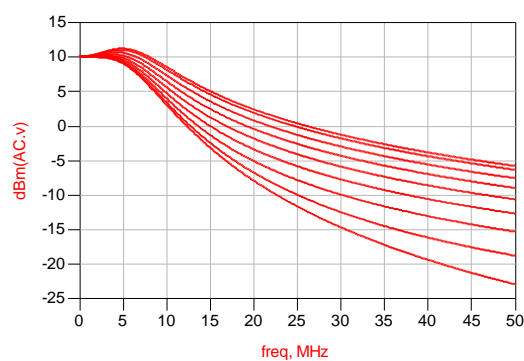
Рисунок 3.12 – Методика автоматизированного проектирования фильтра ПЧ

Анализ математического обеспечения фильтра ПЧ

Моделирование Gm ячейки было выполнено методом малосигнального анализа для различных значений входного управляющего напряжения (рисунок 3.13, а). На графике представлены токи, измеряемые на выходе схемы. Используя изменяемые величины токов, можно управлять емкостью конденсатора, подключенного к выходу схемы. Результаты анализа проекта фильтра с Gm-С ячейкой приведены на рисунке 3.13 (б). Было установлено 8 параметров управляющего напряжения для Gm ячейки, и получена различная полоса пропускания для рассматриваемого НЧ фильтра.



а)



б)

Рисунок 3.13 – Моделирование фильтра на Gm-С структурах;

а) Выходные токи Gm ячейки, б) АЧХ фильтра с Gm-С структурой

Был проведен анализ фильтра на ОУ с изменяемым сопротивлением в обратной связи биквадратных звеньев фильтрации. Передаточные характеристики для 6 случаев настройки фильтра, полученные при моделировании методом S параметров при помощи компонента Sweep, приведены на рисунке 3.14 (а).

Поскольку компоненты фильтра являются нелинейными, был проведен анализ методом гармонического баланса, результаты которого представлены на рисунке 3.14 (б). На вход фильтра, полоса пропускания которого равна 10кГц, было подано два гармонических сигнала на частотах 5 и 27 кГц. На выходе фильтра уровень нежелательных гармоник меньше уровня полезного сигнала на 200 дБ, следовательно, фильтр имеет малый коэффициент нелинейных искажений. Разни-

ца по мощности между сигналом в полосе пропускания фильтра (для сигнала 5 кГц) и полосе заграждения (для сигнала 27 кГц) составила 17.4 дБ, что показывает высокое качество данного фильтра второго порядка [42].

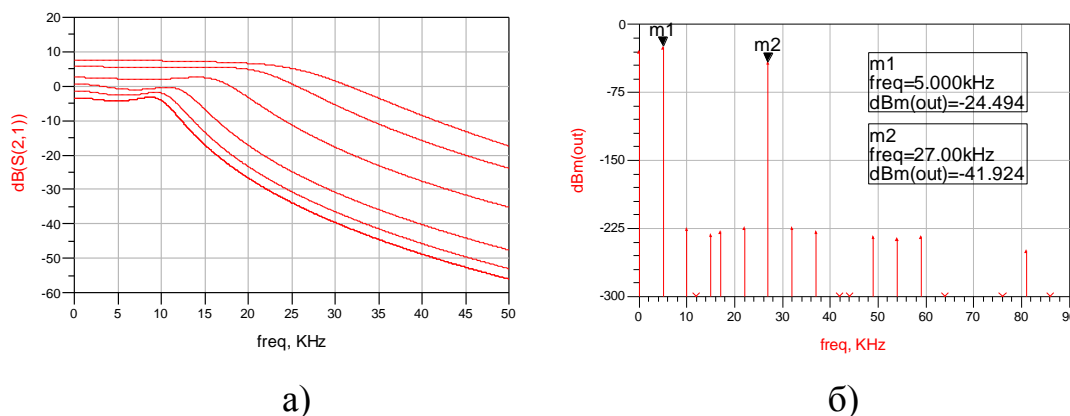


Рисунок 3.14 – Моделирование фильтра на ОУ;

а) Передаточные характеристики, б) Нелинейные характеристики

На графиках (рисунок 3.15) приведены результаты моделирования фильтра на переключаемых емкостях для частоты тактирования ключей равной 80 кГц. По форме выходного сигнала видно, что она не является чистой синусоидой. Измеренный временной интервал между периодическими искажениями равен 12.5 мкс, что соответствует частоте 80 кГц. Такое сильное влияние на фильтр оказывает частота тактирования ключей. Поэтому для более качественной работы необходимо осуществлять тактирование более высокой частотой либо использовать НЧ фильтр на выходе. Для анализа нелинейных искажений на входе цепи были сформированы две гармоники на частоте 5 и 20 кГц. По результатам анализа методом гармонического баланса видно, что уровень сигнала на частоте 20 кГц на 14.3 дБ меньше уровня сигнала на частоте 5 кГц. При изменении частоты тактирования коммутаторов данное соотношение изменялось, что говорит об изменении полосы пропускания фильтра.

В результате проведенных исследований проверена работа предложенного математического обеспечения автоматизированного проектирования фильтра ПЧ. Выполнен анализ фильтров на Gm-C структурах, ОУ с изменяемым сопротивле-

нием в обратной связи и переключательных емкостях, что позволило оценить качество работы их моделей. Полученные результаты показывают возможность применения разработанного обеспечения при разработке РПУ.

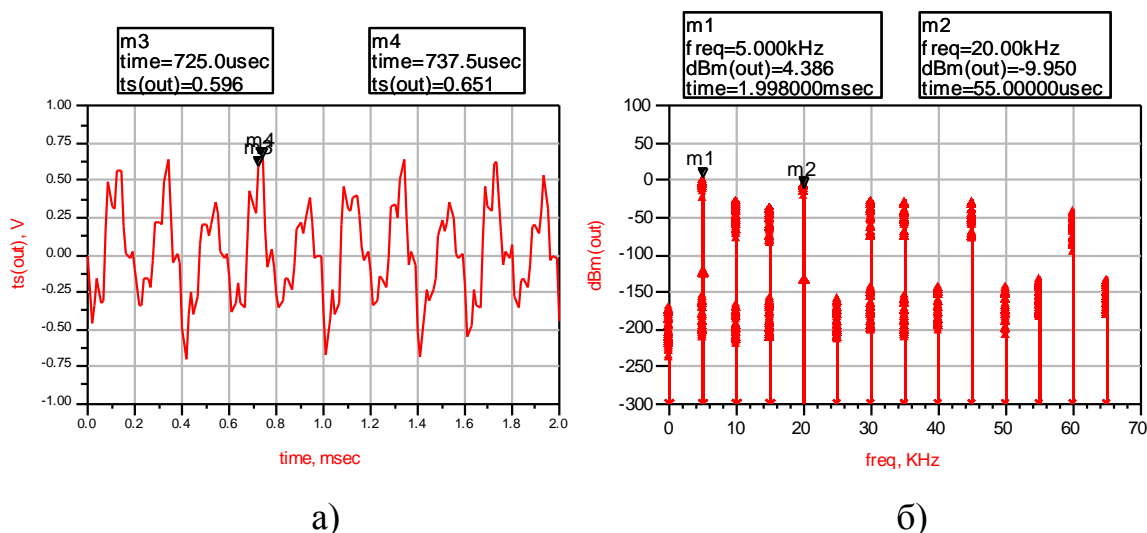


Рисунок 3.15 – Результаты анализа фильтра на переключательных емкостях;
а) Выходная форма сигнала, б) Результаты анализа методом ГБ

3.6 Методика проектирования АЦП

По результатам проведенных исследований предложена методика проектирования для выбора типа и необходимых параметров АЦП, которая приведена на рисунке 3.16. Следуя определенным в ТЗ характеристикам РПУ по указанным в методике критериям, можно осуществить выбор АЦП с учетом его достоинств и недостатков.

Для анализа АЦП использовался разработанный проект математического обеспечения, который позволил оценить влияние изменяемых параметров на результаты обработки сигнала. Используя комбинацию методов моделирования аналоговой и цифровой подсистемы САПР ADS, можно получить различные характеристики, которые указаны в методике.

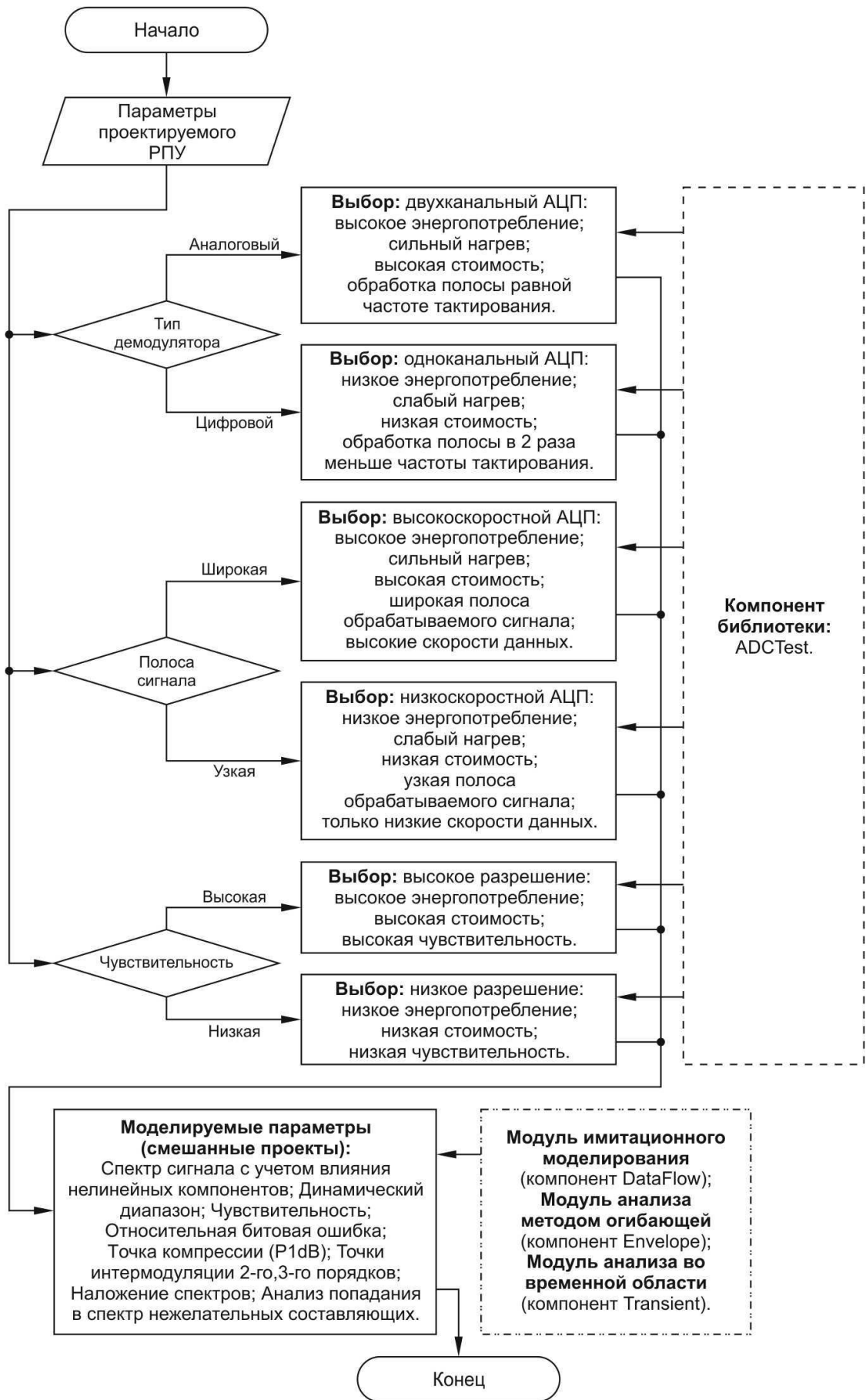


Рисунок 3.16 – Методика автоматизированного проектирования АЦП

Анализ математического обеспечения для моделирования АЦП

В таблице 3.2 приведены сводные результаты по проведенному тестированию зависимости чувствительности АЦП от разрядности. Анализ проводился при входном сигнале частотой 5 МГц и тактировании АЦП на частоте 40.96 МГц.

Таблица 3.2 – Результаты анализа чувствительности АЦП

| | | | | | | |
|------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| Разрядность АЦП, бит | 6 | 8 | 10 | 12 | 14 | 16 |
| Чувствительность, дБм | -36 | -48 | -60 | -72 | -84 | -96 |

Данные, полученные в результате моделирования, могут быть подтверждены теоретически при помощи формулы 1.2, рассмотренной в п. 1.5. Для АЦП также было проведено моделирование с различными значениями интегральной и дифференциальной нелинейности, изменение которых оказывало влияние на форму выходного сигнала в соответствии с исследованиями автора W. Kester[104].

Проведенный анализ модели АЦП показал, что она адекватно ведет себя по отношению к уровням входных сигналов и поддерживает настройки интегральной/дифференциальной нелинейности, что позволит выполнять исследование устройств с АЦП, получая результаты моделирования близкие к характеристикам реального устройства.

3.7 Методика проектирования блока ЦОС

На основании проведенного исследования была разработана методика проектирования блока ЦОС ПКР-приемника. Рассмотрены основные методы обработки сигналов, позволяющие повысить качество принимаемых данных, улучшая при этом характеристики РПУ (чувствительность, динамический диапазон, полосу обрабатываемого сигнала и др.).

На рисунке 3.17 приведена методика проектирования блока цифровой обработки сигналов для ПКР, в которой указана рекомендуемая последовательность проведения разработки и исследования.

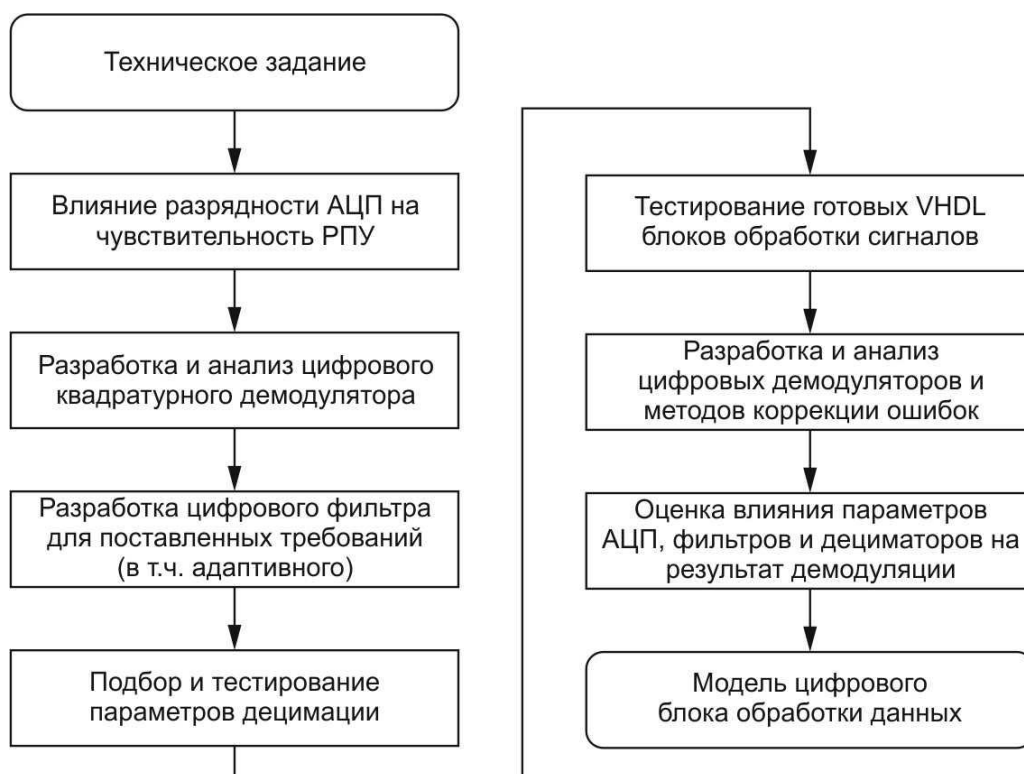


Рисунок 3.17 – Методика автоматизированного проектирования блока ЦОС для ПКР-приемника

Поскольку в модели архитектуры с нулевой ПЧ выполнялось смешанное моделирование (аналоговый смеситель и цифровая обработка), то проведение анализа требовало много времени. В связи с этим было предложено использовать специальные компоненты *SDFWrite* и *SDFRead*, осуществляющие запись и чтение комплексной огибающей сигнала, что позволило сократить время анализа. На рисунке 3.18 приведена последовательность действий для данного способа.

Преимущество применения данного алгоритма проявляется при многократном использовании записанных сигналов для моделирования трактов его обработки. Выполнено сравнение времени анализа для совместного и отдельного проекта (выполнялось для проекта с нулевой ПЧ с аналоговым квадратурным демодулятором для частоты тактирования АЦП равной 10.24 МГц, 1024 точки для времени сигнала, равного 10 мс). Время моделирования смешанного проекта составило 116.62 с. В проекте с разделенным анализом время для блока формирования сигнала

ла составило 104.69 с, а для блока обработки 6.98 с¹, что сумме не уменьшает общее время моделирования. Однако преимущество использования такого способа проявляется при итеративном использовании проекта цифровой обработки сигналов для анализа его характеристик (что показано на рисунке 3.18). Время анализа в данном случае составило около 7 секунд, что намного меньше времени анализа полного смешанного проекта.



Рисунок 3.18 – Алгоритм сокращения времени моделирования

Анализ математического обеспечения блока ЦОС

В результате проведенного анализа проекта для моделирования цифровых фильтров были получены идентичные АЧХ для фильтров на дискретных компонентах и на языке Verilog, поэтому работа с цифровыми фильтрами в САПР ADS при проектировании ПКР устройств может проводиться несколькими способами. Стоит отметить, что в цифровой подсистеме проектирования САПР ADS имеются

¹Моделирование выполнялось на ПК со следующими характеристиками: Windows 7 64 bit, Intel Core i5-3450 (3.4 ГГц), RAM: 8Gb

функциональные модели КИХ и БИХ фильтров. Для них указываются только коэффициенты, рассчитанные в любой САПР. Анализ таких фильтров проводится быстрее по сравнению с синтезированной структурой фильтра на логических элементах или при помощи VHDL кода [29]. Моделирование с использованием блока HdlCosim показало, что Verilog код успешно решает задачу фильтрации сигнала, что позволяет использовать его в проектах цифровой подсистемы САПР ADS для анализа функционирования программ на языках описания аппаратуры.

Для анализа проекта цифрового квадратурного демодулятора были проведены следующие исследования: оценка влияния частоты NCO на выходной спектр, влияние параметров децимации и фильтрации на результаты демодуляции сигнала, исследование зеркального канала. На вход АЦП было подано 4 синусоидальных сигнала мощностью 0 дБм на частотах 9.8 МГц, 10.2 МГц, 10.3 МГц, 15 МГц. Цифровой генератор был установлен на частоту 10 МГц. В результате преобразования на выходе модели получен спектр с четырьмя сигналами с индексами 980, 1020, 1030, 1500, которые, учитывая разрешение в 10 кГц на точку, представляют собой частоты 9.8 МГц, 10.2 МГц, 10.3 МГц и 15 МГц.

Одна из причин, по которой необходимо обязательно использовать фильтры после проведения цифровой квадратурной демодуляции, это появление зеркальной помехи. На рисунке 3.19 (а) приведен спектр одной из квадратурных составляющих после перемножения на сигнал NCO. На входе АЦП синусоидальный сигнал на частоте 13.5 МГц, значение цифрового гетеродина равно 13 МГц.

После переноса в спектре получен сигнал на частоте 0.5 МГц (необходимый нам), сигнал NCO на частоте 13 МГц, а также сигнал на частоте 14.96 МГц, равный по мощности необходимому сигналу. Его частота может быть рассчитана по формуле:

$$F_{\text{зеркальная}} = F_{\text{дискр.}} - (F_{\text{сигнала}} + F_{\text{гетеродина}}) = 40.96 - (13 + 13.5) = 14.46 \text{ МГц.}$$

Сама частота исходной зеркальной гармоники равна 26.5 МГц, но из-за цифровой системы обработки она попадает во вторую зону спектра и в результате образует зеркальную гармонику на частоте 14.46 МГц (рисунок 3.20, б).

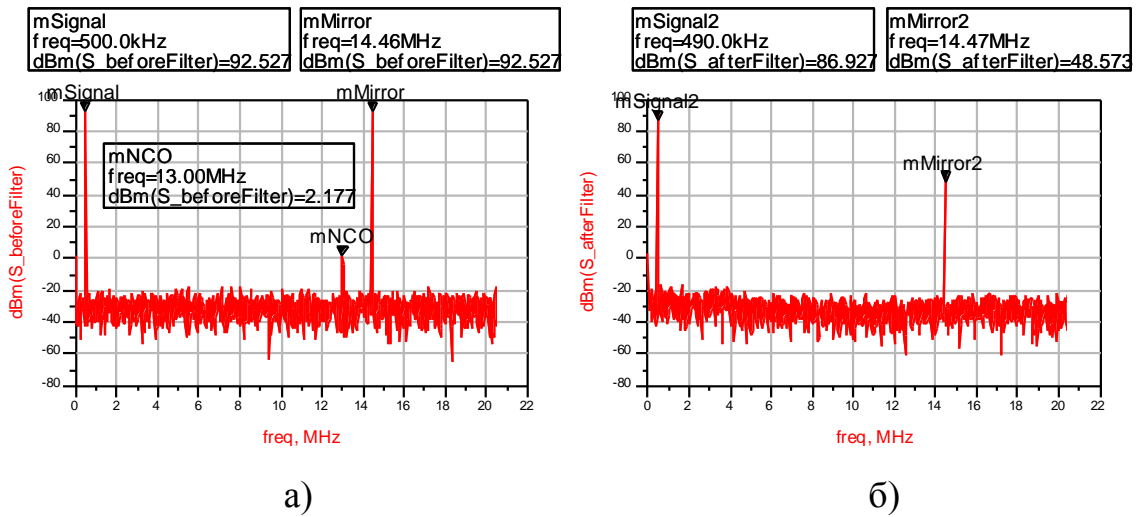


Рисунок 3.19 – Анализ зеркальной помехи в цифровом сигнале;
 а) Сигнал квадратуры без фильтра, б) Сигнал квадратуры с фильтром

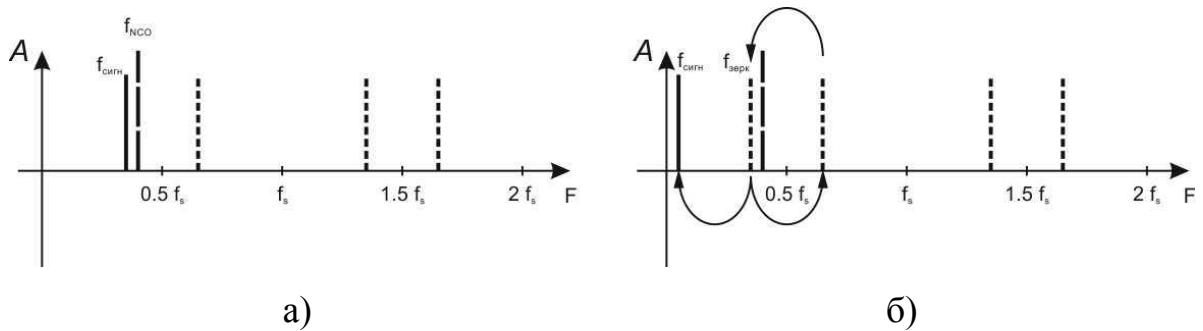


Рисунок 3.20 – Принцип образования зеркальной гармоники в цифровом сигнале;
 а) Спектр до перемножения, б) Спектр после перемножения

В работах многих авторов [1, 54, 58] показано, что при выполнении децимации побочные сигналы могут попасть в зону обработки основного сигнала, что приводит к неправильной его демодуляции. Для уменьшения данных воздействий необходимо использовать цифровой фильтр. На рисунке 3.19 (б) приведен спектр сигнала после выполнения цифровой фильтрации. Уровень зеркального сигнала стал на 40 дБ меньше исходного. При необходимости может быть использован цифровой фильтр с более узкой полосой пропускания и высоким уровнем заграждения.

Был выполнен анализ воздействия децимации на информационный сигнал после цифровой обработки. Децимация широко используется в цифровых систе-

мах [54]. При помощи децимации имеется возможность снизить частоту обработки сигналов, что приводит к уменьшению полосы сигнала и нагрузки на цифровую систему, уменьшает ее сложность и позволяет более качественно выполнить демодуляцию.

Для пересчета значений отсчетов в спектре на выходе дециматора в частоту для спектра из 4096 точек необходимо использовать следующую формулу:

$$F_{\text{сигн}} = \frac{CLK}{\text{Коэф. децимации} * 4096} * \text{Номер отсчета}$$

В таблице 3.3 приведены результаты анализа дециматора с коэффициентом 64: рассчитанные значения частоты и полученные уровни сигналов с применением фильтрации с нормированной полосой пропускания 0.5 и 0.1.

Таблица 3.3 – Значения частот для коэффициента децимации 64

| № отсчета | Отсчет от 0 | Частота, МГц | Уровень для фильтра 0.5 | Уровень для фильтра 0.1 |
|-----------|-------------|--------------|-------------------------|-------------------------|
| 2816 | -1280 | -0.2 | 5.551+e8 | 4.484+e8 |
| 1280 | 1280 | 0.2 | 5.568+e8 | 4.579+e8 |
| 1920 | 1920 | 0.3 | 5.089+e8 | 4.548+e8 |
| 1536 | 1536 | 0.24 | 4.714+e8 | 1.270+e8 |

По результатам проведенных исследований можно сделать вывод, что от нежелательных сигналов в итоговом спектре можно избавиться при помощи цифровых фильтров, которые убирают сигналы вне полосы исследуемого сигнала, попадающих в нее в процессе децимации.

В таблице 3.4 приведены результаты анализа качества демодуляции ЧМ (скорость данных 100 кбит/с, девиация 200 кГц) и ФМ (скорость данных 100 кбит/с, изменение фазы на 1 В равно 90°) сигналов для архитектуры с высокой и нулевой ПЧ в зависимости от различного коэффициента децимации. Сделан вывод, что для обеих архитектур наилучшим вариантом является использование децимации на 32. По таблице также можно сделать вывод, что качество обработки

сигнала для архитектуры с высокой ПЧ выше, чем для нулевой ПЧ, где перед аналого-цифровым преобразованием происходит аналоговая квадратурная демодуляция, в которой содержатся смесители, являющиеся нелинейными компонентами, что вносит большие искажения в сигнал в отличие от цифрового квадратурного демодулятора.

Таблица 3.5 – Анализ зависимости качества демодуляции от децимации

| Коэффициент децимации | Ширина полосы, МГц | Высокая ПЧ | | Нулевая ПЧ | |
|-----------------------|--------------------|------------|--------|------------|--------|
| | | BER ЧМ | BER ФМ | BER ЧМ | BER ФМ |
| 4 | 10.24 | 0.352 | 0.356 | 0.381 | 0.423 |
| 8 | 5.12 | 0.51 | 0.012 | 0.497 | 0.024 |
| 16 | 2.56 | 0.005 | 0.039 | 0.009 | 0.043 |
| 32 | 1.28 | 0.000 | 0.004 | 0.000 | 0.009 |
| 64 | 0.64 | 0.000 | 0.003 | 0.041 | 0.005 |
| 128 | 0.32 | 0.494 | 0.000 | 0.472 | 0.000 |

Было проведено исследование качества демодуляции сигналов различной мощности и влияния на результаты разрешения АЦП и значения коэффициента децимации. Зависимость BER от разного значения разрядности АЦП для архитектур с высокой (ВПЧ) и нулевой (НПЧ) промежуточной частотой приведена в таблице 3.6. При проведении исследования на вход АЦП подавался сигнал с уровнем -50 дБм.

По результатам исследования можно сделать вывод о том, что пределы чувствительности АЦП, указанные в таблице 3.6, не означают, что сигналы такого уровня будут качественно демодулированы. Это объясняется тем, что цифровая обработка вносит искажения в сигнал, и на пределах чувствительности это приводит к ухудшению демодуляции. Необходимо осуществлять усиление аналогового сигнала и качественную фильтрацию для повышения эффективности обработки сигналов. В сравнении с данными, полученными для архитектуры с высокой ПЧ,

битовая ошибка для архитектуры с нулевой ПЧ выше. Одной из причин является ослабление исходного сигнала в процессе преобразования частоты на смесителе.

Таблица 3.6 – Анализ BER для разного значения разрядности АЦП

| Мощн., дБм | Частотная манипуляция | | | | | | Фазовая манипуляция | | | | | |
|---------------|-----------------------|------|--------|------|--------|------|---------------------|------|--------|------|--------|------|
| | 16 бит | | 14 бит | | 12 бит | | 16 бит | | 14 бит | | 12 бит | |
| | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ |
| -60 | 0.00 | 0.00 | 0.00 | 0.00 | 0.00 | 0.01 | 0.00 | 0.01 | 0.00 | 0.02 | 0.00 | 0.03 |
| -70 | 0.00 | 0.00 | 0.02 | 0.05 | 0.13 | 0.17 | 0.00 | 0.02 | 0.05 | 0.15 | 0.05 | 0.20 |
| -80 | 0.01 | 0.03 | 0.19 | 0.23 | 0.35 | 0.38 | 0.01 | 0.02 | 0.24 | 0.36 | 0.35 | 0.40 |
| -90 | 0.12 | 0.14 | 0.35 | 0.40 | 0.47 | 0.48 | 0.13 | 0.16 | 0.39 | 0.43 | 0.49 | 0.50 |

3.8 Методика смешанного моделирования

Проектирование цифровой части и смешанное моделирование ПКР проводится последовательно блоками в зависимости от выбранной архитектуры. Анализ АЦП позволяет оценить качество преобразования сигнала. При помощи цифровой фильтрации можно получить качественный сигнал в обрабатываемой полосе частот, уменьшая влияние внеполосных помех. В зависимости от используемой архитектуры цифровой блок может выполнять разделение на квадратурные составляющие. Возможность интеграции САПР ADS с САПР ModelSim позволяет проводить совместное моделирование проекта ЦОС с блоками, реализованными на языке описания аппаратуры VHDL и Verilog.

Разработанная методика автоматизированного проектирования цифровой части ПКР и смешанного моделирования с указанием исследуемых параметров и характеристик приведена на рисунке 3.21.

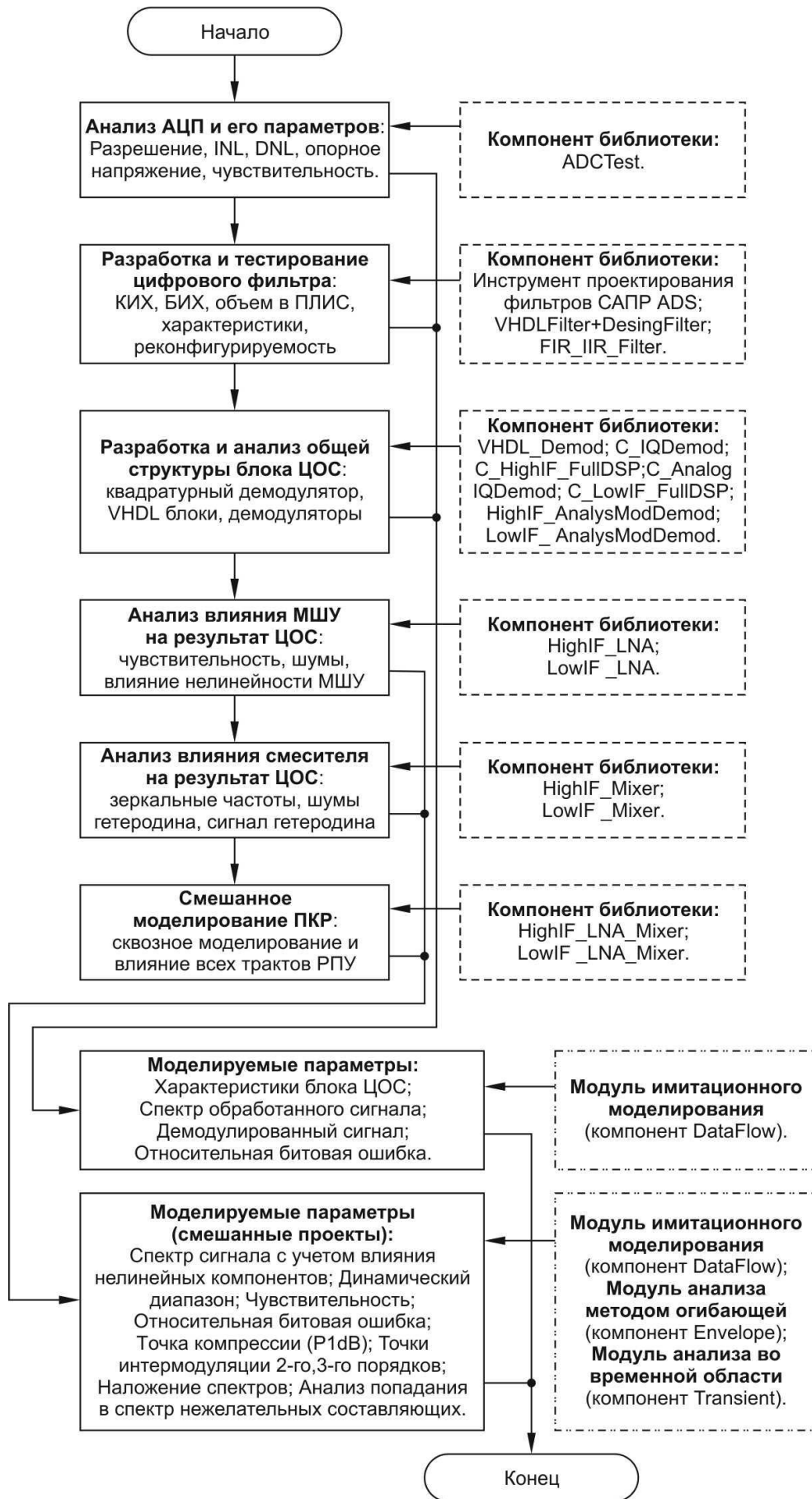


Рисунок 3.21 – Методика проектирования цифровой части и смешанного моделирования ПКР-приемника

Возможность смешанного анализа аналоговых и цифровых устройств в САПР ADS позволяет построить проект для выполнения совместного моделирования полной структуры ПКР: преселектор, МШУ, смеситель, фильтр ПЧ, АЦП, блок ЦОС. Данный способ моделирования дает возможность оценки функционирования разрабатываемого устройства, а также влияния нелинейных устройств аналоговой подсистемы САПР на результат цифровой обработки. Анализ проводится методом огибающей, последовательно использующей метод гармонического баланса для ряда временных точек по комплексной огибающей модулированного сигнала.

Последовательное выполнение стадий предложенной методики позволяет разработать многофункциональный блок цифровой обработки данных и провести смешанное моделирование всех компонентов устройства, получив основные параметры проектируемого РПУ (динамический диапазон, чувствительность, спектры сигналов и др.).

Анализ математического обеспечения для смешанного моделирования ПКР-приемника

При помощи проекта HighIF_LNA было рассмотрено влияние нелинейных искажений МШУ на выходной спектр, полученный после цифровых преобразований. Для более наглядного анализа в МШУ были установлены значения точек интермодуляции второго и третьего порядка, равными 4 и 5 дБм соответственно (такие значения выбраны для получения гармоник основного сигнала с большим уровнем), а усиление не использовалось. На вход подавался гармонический сигнал на частоте 1 МГц с уровнем 0 дБм. Результаты анализа методом гармонического баланса для 5 гармоник приведены на рисунке 3.22 и в таблице 3.7.

Результаты моделирования на рисунке 3.22 (а) отображают спектр, полученный на выходе аналогового блока при помощи компонента SpectrumAnalyzer цифровой подсистемы проектирования САПР ADS, а на рисунке 3.22 (б) изображен спектр в дБм на выходе АЦП.

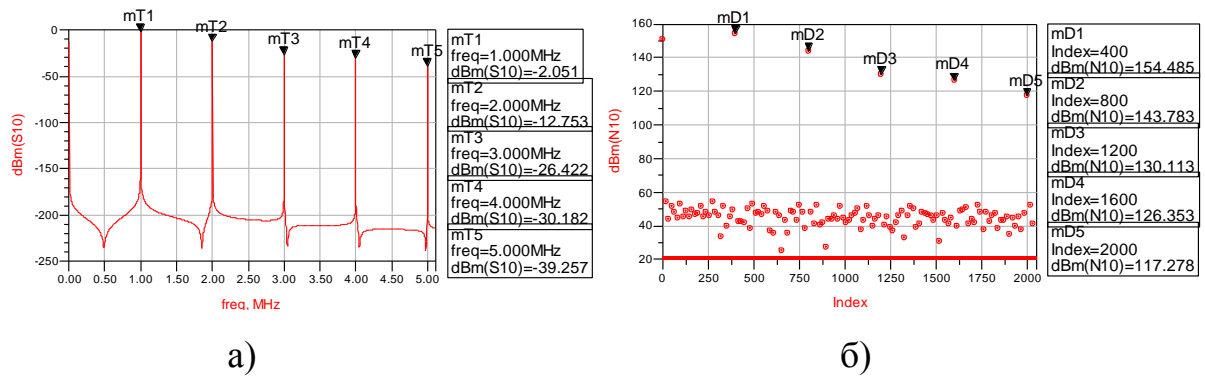


Рисунок 3.22 – Моделирование МШУ;

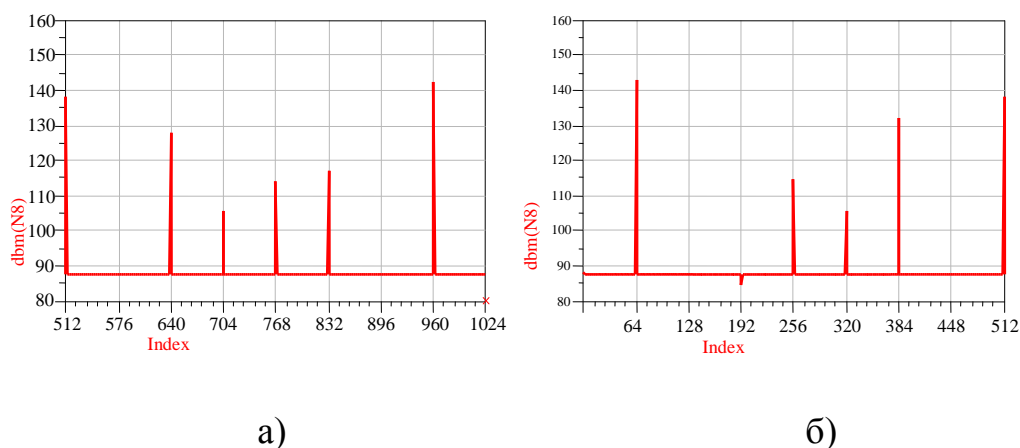
а) Сигнал на выходе МШУ, б) Сигнал на выходе АЦП

В таблице 3.7 приведены данные, полученные при моделировании. Видно, что разница в уровнях сигнала до АЦП и после него одинакова. Это означает, что проводимый анализ с огибающей сигнала в аналоговой и цифровой области идентичен, и результаты смешанного моделирования можно считать достоверными. Уровень на выходе АЦП представляется в цифровом виде, однако для наиболее удобного сравнения результатов моделирования он был переведен в дБм (поэтому данные значения нельзя считать реальными, они приведены для сравнения).

Таблица 3.7 – Результат моделирования МШУ

| № гармоники | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|--|---------|---------|---------|---------|---------|
| Частота, МГц | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| Уровень сигнала полученный методом гарм. баланса, дБм | -2.051 | -12.753 | -26.422 | -30.182 | -39.257 |
| Уровень сигнала в цифровой области проектирования, дБм | -2.051 | -12.753 | -26.422 | -30.182 | -39.257 |
| Разница между соседними гармониками, дБ | | 10.702 | 13.669 | 3.76 | 9.075 |
| Уровень на выходе АЦП, дБм | 154.485 | 143.783 | 130.113 | 126.353 | 117.278 |
| Разница между соседними гармониками, дБ | | 10.702 | 13.67 | 3.76 | 9.075 |

Поскольку в сигнале присутствуют нежелательные гармоники основного сигнала, вызванные нелинейными искажениями усилителя, необходимо рассмотреть спектр на выходе квадратурного демодулятора после выполнения децимации. На рисунке 3.23 приведен спектр для коэффициента децимации 16. Полоса обзора равна 640 кГц.



а) б)
Рисунок 3.23 – Спектр сигнала на выходе квадратурного демодулятора при анализе нелинейных воздействий МШУ;
а) Левая часть спектра, б) Правая часть спектра

Проведенный анализ позволяет оценить уровень подавления нежелательных спектральных составляющих на выходе АЦП. Полоса обзора в 640 кГц не должна захватывать сигнал на частоте 1 МГц, однако из-за выполнения децимации существующие в сигнале гармоники были перенесены в разные зоны спектра, что привело к их появлению в границах от -320 до 320 кГц около нулевой частоты. Это еще раз подтверждает необходимость наличия аналоговых и цифровых фильтров для получения полезного сигнала без помех.

Проведен анализ влияния коэффициента шума усилителя на BER для сигналов с ЧМ и ФМ обрабатываемых архитектурами с высокой и нулевой ПЧ. Коэффициент усиления был равен 30 дБ, а значение коэффициента шума изменялось от 0 до 1 дБ с шагом 0.25 дБ. Результаты анализа для входных сигналов с уровнями -100 и -80 дБм приведены в таблице 3.8.

Таблица 3.8 – Влияние коэффициента шума МШУ на демодуляцию

| Коэффициент шума, дБ | BER для ЧМ | | | | BER для ФМ | | | |
|-------------------------|------------|-------|---------|-------|------------|-------|---------|-------|
| | –100 дБм | | –80 дБм | | –100 дБм | | –80 дБм | |
| | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ |
| 0 | 0.000 | 0.004 | 0.000 | 0.001 | 0.019 | 0.027 | 0.007 | 0.014 |
| 0.25 | 0.031 | 0.032 | 0.000 | 0.001 | 0.025 | 0.041 | 0.010 | 0.019 |
| 0.5 | 0.076 | 0.058 | 0.000 | 0.002 | 0.045 | 0.079 | 0.009 | 0.034 |
| 0.75 | 0.131 | 0.87 | 0.000 | 0.008 | 0.066 | 0.092 | 0.009 | 0.042 |
| 1 | 0.179 | 0.98 | 0.003 | 0.017 | 0.085 | 0.106 | 0.008 | 0.057 |

В результате проведенного анализа выполнена оценка влияния шумов МШУ в нелинейном режиме на результат демодуляции ЧМ и ФМ сигнала различной мощности. Поскольку битовая ошибка зависит от коэффициента шума МШУ, то можно сделать вывод о влиянии искажений, полученных в аналоговой подсистеме САПР ADS на результаты цифровой обработки сигналов. Для нулевой ПЧ коэффициент битовой ошибки больше при тех же значениях шума и мощности. Это следствие наличия аналогового квадратурного демодулятора, установленного после МШУ. Однако стоит отметить, что битовая ошибка для архитектуры с нулевой ПЧ стала линейно зависеть от коэффициента шума (например, BER для ФМ последовательно увеличивается для разных уровней шумов), чего не наблюдалось при анализе архитектуры с высокой ПЧ.

Рассмотрена работа ПКР-приемника совместно с балансным диодным смесителем. Проект анализа архитектуры с высокой (рисунок 2.17) и нулевой ПЧ (рисунок 2.22) был дополнен смесителем и гетеродином из цифровой подсистемы САПР ADS, рассмотренными в п. 2.3 (при проведении предыдущих исследований архитектуры с нулевой ПЧ не учитывались влияния фазовых шумов гетеродина). Модулированные сигналы с уровнем –40 дБ подавались на вход смесителя на частоте 500 МГц, частота гетеродина была равна 492 МГц, в результате чего преобразованный сигнал получен на частоте 8 МГц. На выходе смесителя установлен полосовой фильтр на 8 МГц для подавления интермодуляционных составляющих в

результатирующем сигнале. Исследование проводилось с учетом воздействия фазовых шумов на смеситель.

Спектр оцифрованного ЧМ сигнала приведен на рисунке 3.24 (а) в случае отсутствия фазовых шумов в гетеродине, и на рисунке 3.24 (б) с учетом воздействия фазовых шумов. Для ФМ сигнала соответственно рисунок 3.25 (а) без фазовых шумов, рисунок 3.25 (б) с фазовыми шумами.

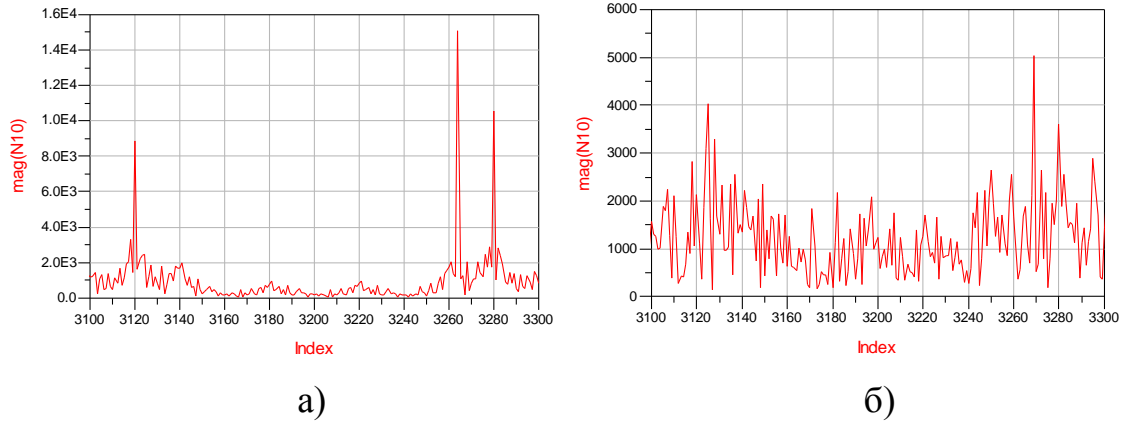


Рисунок 3.24 – Спектр оцифрованного ЧМ сигнала;

а) Сигнал без фазовых шумов, б) Сигнал с фазовыми шумами

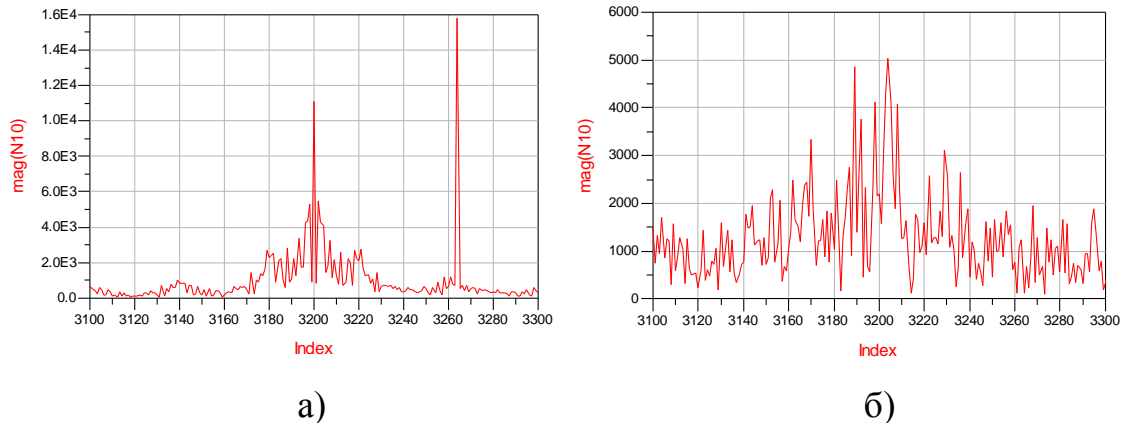


Рисунок 3.25 – Спектр оцифрованного ФМ сигнала;

а) Сигнал без фазовых шумов, б) Сигнал с фазовыми шумами

Анализ полученной битовой ошибки для различной мощности фазовых шумов (таблица 3.9) показал, что их воздействие в большей мере сказывается на демодуляцию сигналов с фазовой модуляцией. Учитывая, что влиянию фазовых шу-

мов наиболее подвержена многопозиционная фазовая модуляция, проект был доработан введением возможности анализа работы с сигналами QPSK модуляции.

Таблица 3.9 – Анализ влияния фазовых шумов на результат демодуляции

| Фазовые шумы | BER для ЧМ | | BER для ФМ | | BER для QPSK | |
|--|------------|--------|------------|-------|--------------|-------|
| | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ | ВПЧ | НПЧ |
| отключены | 0.063 | 0.003 | 0.043 | 0.013 | 0.057 | 0.104 |
| 1 кГц –80 дБ, 10 кГц –70 дБ, 40 кГц –70дБ, 400 кГц –90 дБ | 0.072 | 0.0103 | 0.084 | 0.103 | 0.114 | 0.176 |
| 1 кГц –70 дБ, 10 кГц –60 дБ, 40 кГц –60дБ, 400 кГц –80 дБ | 0.083 | 0.117 | 0.146 | 0.172 | 0.173 | 0.237 |
| 1 кГц –60 дБ, 10 кГц –50 дБ, 40 кГц –50дБ, 400 кГц –70 дБ | 0.101 | 0.158 | 0.225 | 0.281 | 0.278 | 0.324 |

Проведенные исследования показывают, что при добавлении в схему фазовых шумов, битовая ошибка возрастает. На основании полученных результатов можно сделать вывод, что модель работает верно, и при цифровой обработке учитываются все воздействия аналоговых трактов на сигнал.

Сравнительный анализ рассмотренных архитектур ПКР-приемников

На основании проведенных исследований было выполнено сравнение двух рассмотренных архитектур. На рисунке 3.26 приведен сравнительный график влияния коэффициента шума МШУ на результат демодуляции ЧМ и ФМ сигналов в архитектурах с нулевой и высокой ПЧ. Наилучшим вариантом по данной сравнительной характеристике является архитектура с высокой ПЧ при выполнении обработки сигнала с ЧМ модуляцией. Самое большое значение битовой ошибки получено для сигнала с ФМ модуляцией, обрабатываемого архитектурой с нулевой ПЧ.

Результаты моделирования с учетом влияния смесителя приведены на рисунке 3.27. Варианты наборов значений шумов гетеродина были установлены из таблицы 3.9. Стоит отметить, что использование модели смесителя без учета влия-

ния шумов гетеродина в архитектуре с высокой ПЧ приводит к большей битовой ошибке по сравнению с архитектурой с нулевой ПЧ. Однако с введением шумов гетеродина архитектура с нулевой ПЧ показала худшие результаты по сравнению с высокой ПЧ. Также стоит отметить, что фазовые шумы гетеродина в наибольшей степени оказывают влияние на фазовые виды модуляции.

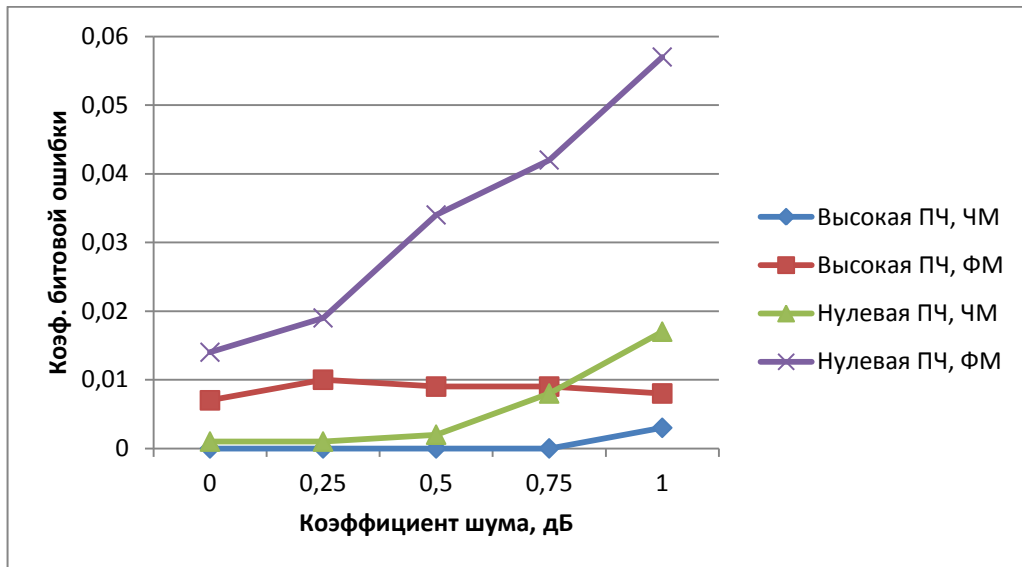


Рисунок 3.26 – Влияние коэффициента МШУ на результаты демодуляции

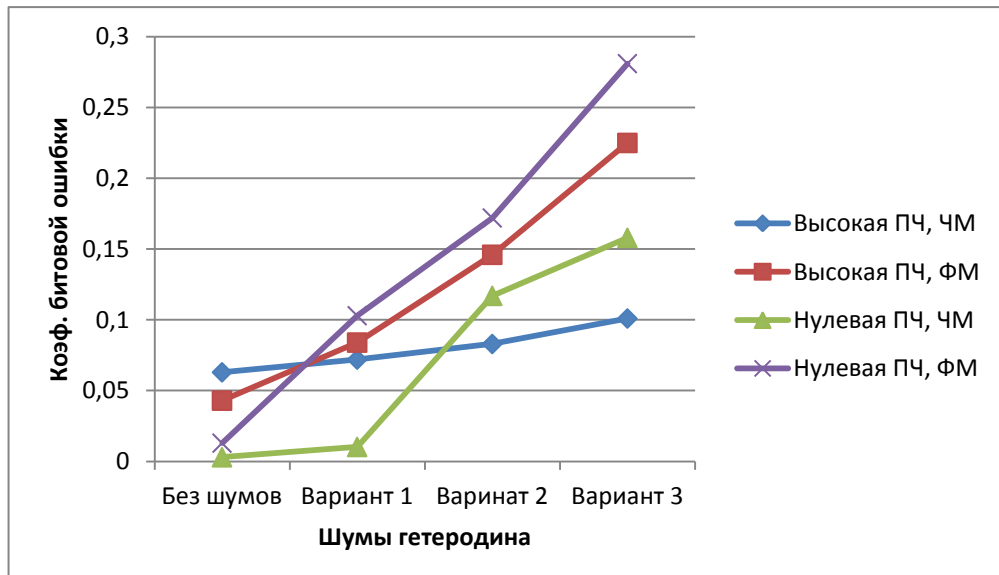


Рисунок 3.27 – Влияние шумов гетеродина на результаты демодуляции

Сравнительный анализ показывает, что наилучшим вариантом для приема модулированных радиосигналов является архитектура с высокой цифровой ПЧ.

3.9 Методика экспериментального тестирования ПКР-устройств при помощи САПР ADS

Достоинством САПР ADS является наличие в его составе компонентов, которые позволяют осуществлять связь с широким спектром измерительной техники (генераторов ВЧ и НЧ сигналов, спектральных и логических анализаторов и др.) через интерфейс GPIB, Ethernet, а также при помощи файлов со значениями комплексной огибающей сигнала. Поэтому было предложено применить данную функцию при тестировании РПУ, поскольку при помощи САПР можно осуществить формирование различных модулированных сигналов с внесением искажений (многолучевое распространение, замирания, фазовый джиттер и др.). В качестве генератора ВЧ сигналов использовался Agilent N5182A [63], который поддерживает данную функцию. Для проведения тестирования был разработан алгоритм формирования реальных ВЧ сигналов в САПР ADS, приведенный на рисунке 3.28.

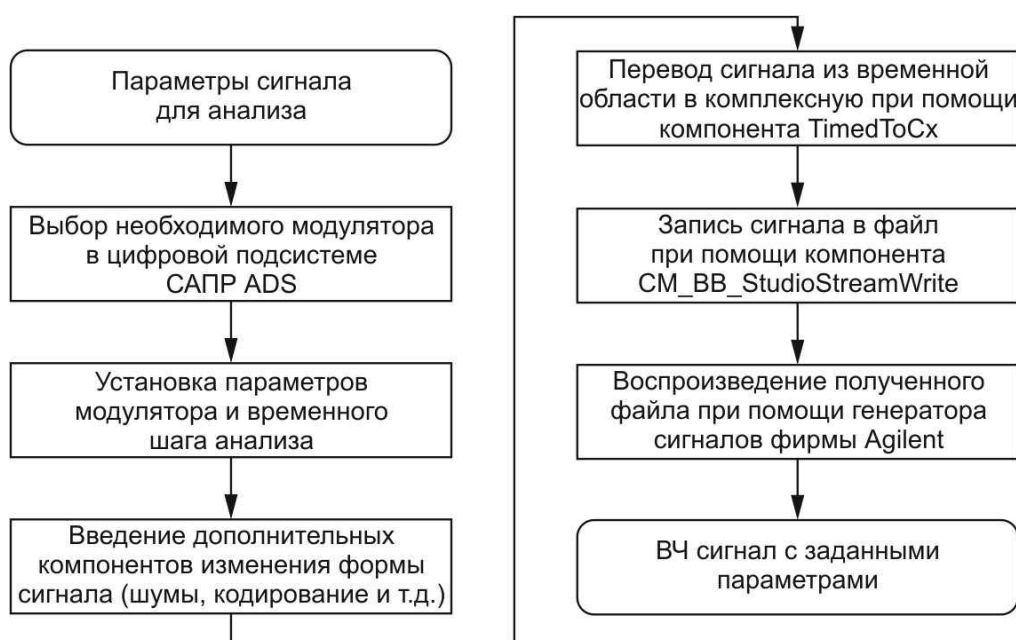


Рисунок 3.28 – Алгоритм формирования реальных ВЧ сигналов в САПР ADS

Предложенный алгоритм может использоваться для формирования файлов с комплексной огибающей для различных видов модуляции с учетом искажений, а

также предварительной обработки для помехоустойчивого кодирования, что позволяет проводить комплексный анализ работы трактов радиоприемных устройств.

Предложенный алгоритм формирования сигналов позволяет получить ВЧ сигнал с различными видами модуляции, который может быть принят и обработан при помощи тестируемого ПКР. Используя программное обеспечение ПК можно осуществить запись принимаемого ВЧ сигнала (квадратурных составляющих) в цифровой файл. Для анализа таких файлов разработан алгоритм, приведенный на рисунке 3.29.

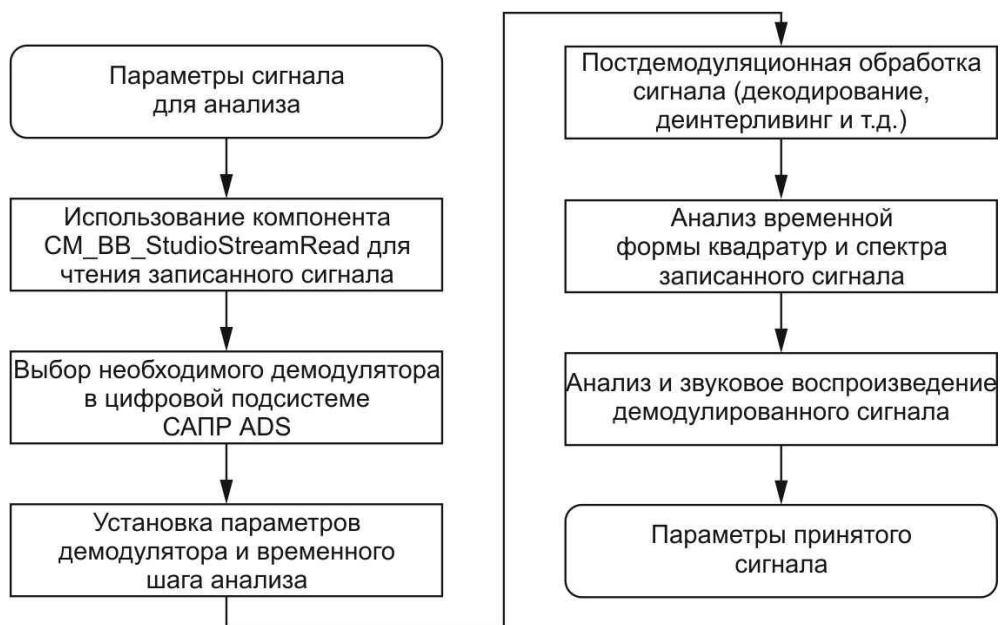


Рисунок 3.29 – Алгоритм анализа данных, принятых через ПКР-приемник

Таким образом, возможности САПР ADS позволяют не только производить моделирование радиоприемных устройств на стадии их проектирования, но и, используя предложенные алгоритмы, применять САПР для тестирования экспериментальных образцов.

Результатом комбинации предложенных алгоритмов стала методика тестирования (рисунок 3.30), которая позволяет используя аппаратуру Agilent и САПР ADS провести тестирование ПКР-приемника на физическом уровне.

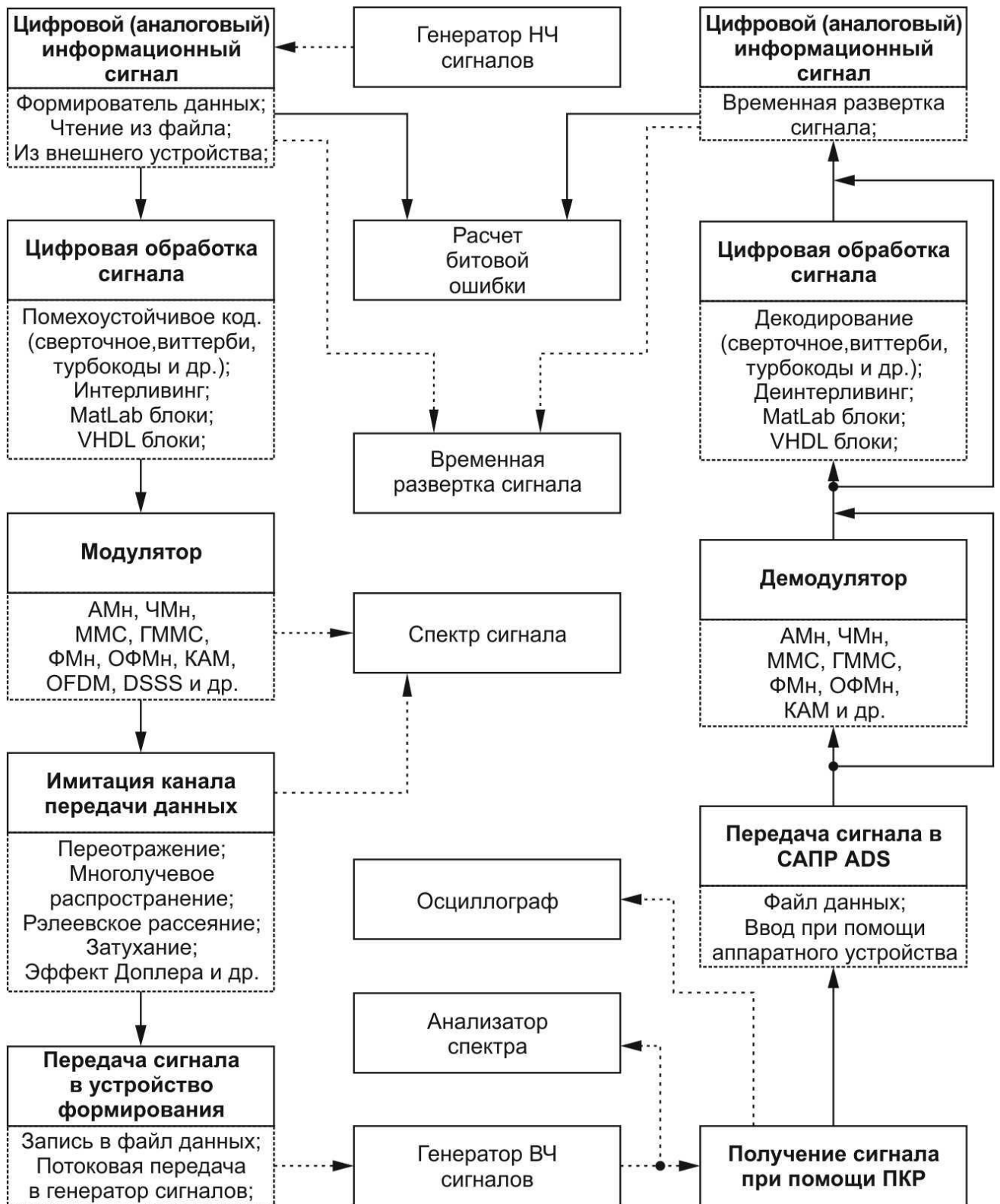


Рисунок 3.30 – Методика тестирования ПКР-приемника при помощи САПР ADS и аппаратуры Agilent

3.10 IDEF0 функциональная модель управления процессом проектирования ПКР-приемника

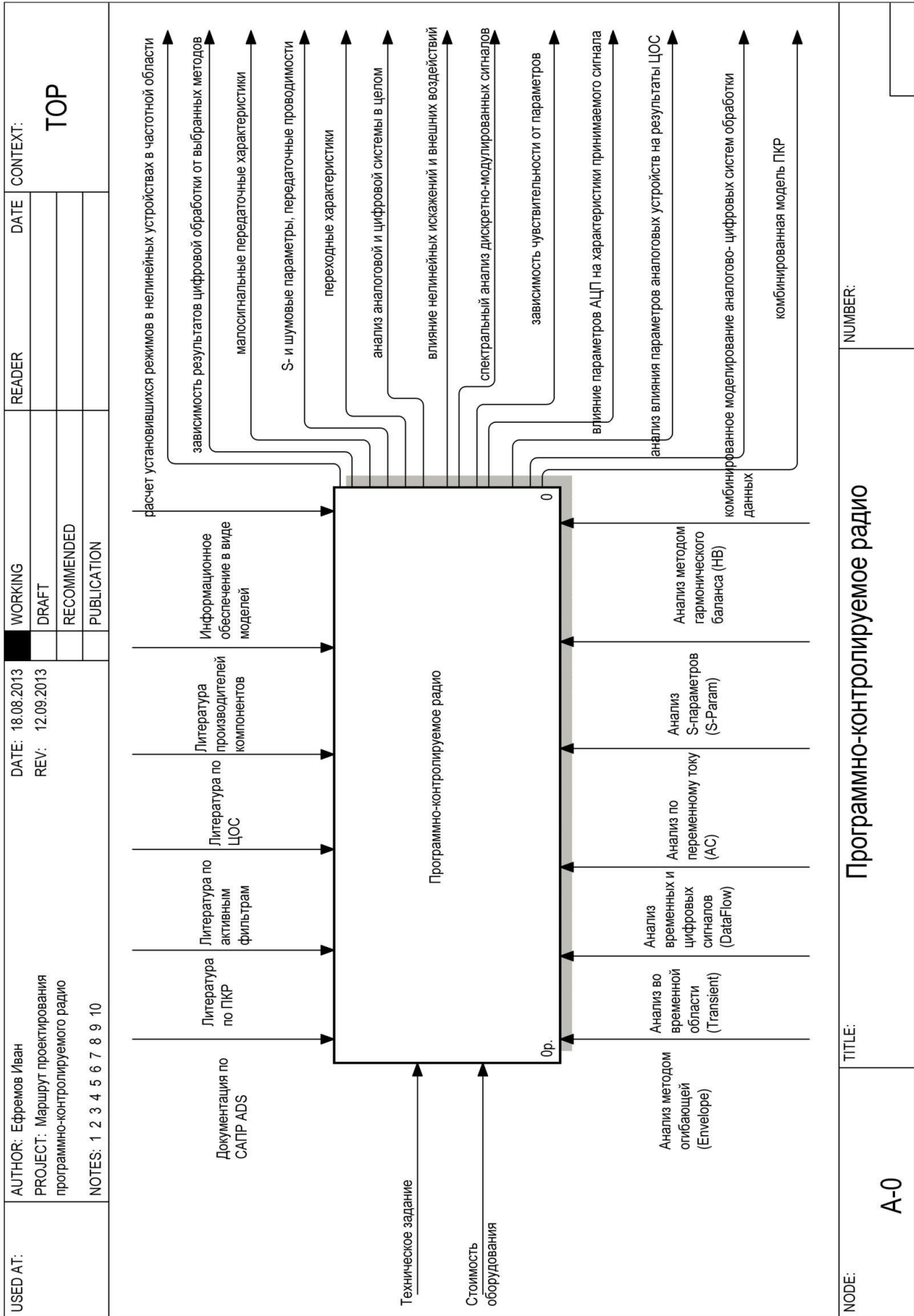
Предложенный маршрут проектирования, который сопровождается разработанным специализированным математическим обеспечением, позволяет осуществить быстрый выбор необходимых архитектур и компонентов и применить рекомендуемые методы моделирования. Дополнительно к приведенным выше стадиям проектирования была выполнена разработка функциональной модели IDEF0 маршрута проектирования ПКР-приемника. Верхний уровень модели IDEF0 приведен на рисунке 3.31, а его декомпозиция на рисунке 3.32.

Входными данными для модели IDEF0 являются техническое задание и предполагаемая стоимость проектируемого РПУ. В качестве управления процессом предлагается документация по САПР, компонентам и архитектурам ПКР, а также разработанное математическое обеспечение. В качестве механизмов указаны применяемые методы моделирования. Выходными данными являются результаты моделирования и смешанная модель проектируемого ПКР-приемника.

3.11 Выводы по 3-й главе

В процессе разработки маршрута проектирования РПУ на основе ПКР-архитектур разработаны методики проектирования трактов ПКР-приемника, позволяющие осуществлять выбор наилучших структур и характеристик применяемых компонентов, для которых указаны достоинства и недостатки, выбирать модели разработанного математического обеспечения для анализа, определять исследуемые характеристики и методы моделирования. Основные выводы и результаты, полученные в ходе работы:

1. Предложен маршрут проектирования ПКР-приемника, описывающий стадии разработки трактов РПУ, отличающийся от существующих наличием



Программно-контролируемое радио

NUMBER:

TITLE:

A-0

Рисунок 3.31 – Верхний уровень функциональной модели IDEF0 маршрута проектирования ПКР-приемника

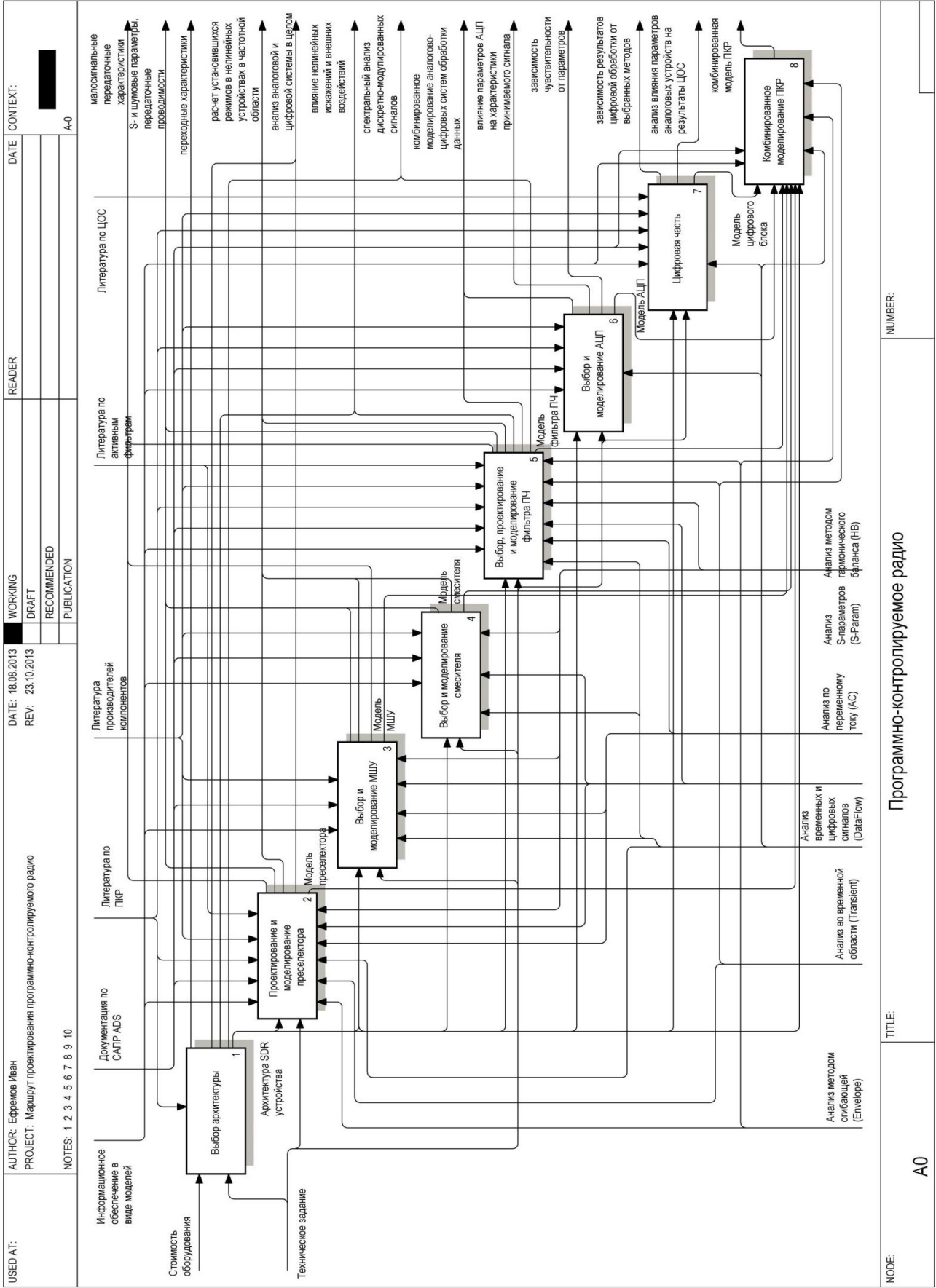


Рисунок 3.32 – Декомпозиция функциональной модели IDEFO маршрута проектирования ПКР-приемника

этапов проектирования цифровых блоков обработки данных и указанием рекомендуемых для анализа библиотек компонентов разработанного специализированного математического обеспечения.

2. Разработана методика проектирования преселектора, в которой в отличие от традиционных способов фильтрации, было предложено использовать МЭМС-коммутаторы для построения различных структур преселекторов. Результаты моделирования показали эффективность использования МЭМС-коммутаторов для работы с радиочастотными сигналами, в том числе и на достаточно высоких частотах (высокое сопротивление в выключенном состоянии, малое сопротивление во включенном состоянии и высокая скорость коммутации (5 нс для перехода в установившееся состояние)).

3. Разработана методика проектирования МШУ, позволяющая выполнить выбор и определить параметры усилителя для РПУ. В результате анализа математического обеспечения при помощи описанных в методике методов моделирования были получены характеристики МШУ, что позволило проверить работу моделей.

4. Разработана методика проектирования смесителя, при помощи которой можно осуществить выбор смесителя и моделей для его анализа, определить необходимые характеристики и методы моделирования. В отличие от имеющихся методик, предлагается выбор трех типов смесителей и комплексное математическое обеспечение для анализа их работы. Проведенное моделирование гетеродина с учетом фазовых шумов позволило оценить их влияние на сигнал ПЧ и качество демодуляции. Наличие возможности установки параметров шума для источников в разных подсистемах позволяет провести моделирование, максимально отражающее реальные процессы в физическом устройстве. Проведена проверка адекватности моделей гетеродинов, в том числе с учетом смесителя. Выполнен анализ влияния фазовых шумов на преобразование сигнала по частоте, а также на двух-сигнальную избирательность.

5. Разработана методика проектирования фильтра ПЧ на Gm-C структурах, МЭМС-структурах и ОУ, позволяющая оценить достоинства и недостатки фильт-

ров различных структур, выбрать методы моделирования и определить получаемые характеристики. На данный момент реконфигурируемые фильтры применяются редко и практически не моделируются из-за отсутствия специализированного математического и методического обеспечения. Фильтры на Gm структурах могут быть легко реализованы в интегральном исполнении. Фильтры на ОУ, выполненные при помощи переменных резисторов и переключательных емкостей, могут строиться из готовых компонентов, что позволит легко использовать их в любых недорогих системах. Недостатком рассмотренных фильтров является наличие нелинейных устройств, которые приводят к появлению искажений в обработанных сигналах. Анализ математического обеспечения фильтров, используемых в методике, позволил оценить их характеристики и возможность применения в трактах фильтрации ПКР-приемников.

6. Предложенная методика проектирования АЦП позволила осуществить выбор необходимых параметров АЦП в зависимости от требований технического задания на РПУ. В результате проведенного анализа модели АЦП выполнена проверка её работы.

7. Проведенный анализ опубликованных работ показал, что в них в недостаточной степени рассмотрены методы проектирования блока ЦОС РПУ на основе ПКР-архитектур. В связи с этим, была предложена методика проектирования, определяющая последовательность выполнения шагов разработки и анализа устройств ЦОС. Выполненный анализ переноса спектра сигналов для архитектур приемников с высокой и нулевой ПЧ позволил установить, что полученные характеристики соответствуют принципам функционирования данных устройств. Также было исследовано поведение моделей в зависимости от различных коэффициентов децимации и фильтрации, разрядности АЦП и других параметров блока ЦОС.

8. Разработанная методика смешанного моделирования определяет последовательность действий по анализу аналоговых и цифровых трактов ПКР-приемника, получаемые характеристики и необходимые методы моделирования для них. Отсутствие подобной методики в печатных работах других авторов вносило ограничения в использование САПР для проектирования РПУ на основе

ПКР-архитектур. С ее помощью проверена возможность проектирования устройств в САПР ADS в смешанном режиме, что позволяет оценить степень влияния аналоговых нелинейных компонентов на сигналы, обрабатываемые в цифровой подсхеме. Проведено моделирование влияния коэффициента шума МШУ и фазовых шумов гетеродина на битовую ошибку при обработке сигналов с различными видами модуляции, на основании чего сделан вывод о том, что рассмотренная архитектура с высокой ПЧ имеет преимущество по сравнению с архитектурой с нулевой ПЧ.

9. Предложена методика экспериментального тестирования ПКР-устройств при помощи САПР ADS, определяющая последовательность действий по формированию тестовых последовательностей и обработке принятых данных, что в отличие от существующих способов тестирования позволяет провести качественный анализ РПУ с использованием недорогого измерительного оборудования.

10. Функциональная модель управления процессом проектирования ПКР-приемника представлена в виде IDEF0 - модели.

Глава 4. Автоматизированное проектирование приемника на основе ПКР-архитектуры

В главе рассмотрено применение разработанного маршрута при проектировании радиоприемного устройства на основе ПКР-архитектуры. Проведено экспериментальное тестирование разработанного ПКР-приемника при помощи предложенной методики автоматизированного тестирования ПКР-устройств.

Выполнена разработка преселектора, трактов первой и второй ПЧ и общего аналогового тракта проектируемого ПКР-приемника. Предложен и реализован алгоритм коррекции постоянной составляющей цифрового сигнала в базовой полосе частот. Проведено смешанное моделирование разработанных аналоговых и цифровых трактов, в результате которого был получен демодулированный информационный сигнал.

Проведенное тестирование экспериментального образца при помощи разработанных методик показало обоснованность их применения и эффективность использования предложенного методического и математического обеспечения на этапах автоматизированного проектирования РПУ на основе ПКР-архитектур.

4.1 Применение разработанного маршрута при проектировании широкополосного радиоприемника

Рассмотрим применение предложенного маршрута проектирования РПУ и разработанного математического обеспечения в виде набора моделей трактов ПКР для разработки широкополосного радиоприемника, работающего в диапазоне от 0 до 3 ГГц, реализованного на принципах ПКР [28]. За основу проектируемого РПУ была выбрана структура супергетеродинного радиоприемника с двумя преобразованиями частоты, принципы работы которой описаны в трудах А. С. Садомовского [53].

Разработка преселектора

Учитывая, что проектируемый радиоприемник должен работать в широком диапазоне частот, для повышения качества приема сигналов необходимо использовать многодиапазонный преселектор. Исходя из технического задания, на основании разработанной методики проектирования преселектора (рисунок 3.2) был сделан выбор в пользу МЭМС переключателей широкополосных фильтров. Моделирование выполнялось при помощи проекта AnalogSAWPresel библиотеки преселектора. В качестве компонента переключателя применен коммутатор 2SMES-01 фирмы Omron. Использовано 13 фильтров, которые переключались в зависимости от необходимого диапазона работы. Для уменьшения конечной стоимости РПУ использованы топологические и LC фильтры, которые при моделировании были заменены на функциональные модели. Общая функциональная схема модели преселектора приведена на рисунке 4.1.

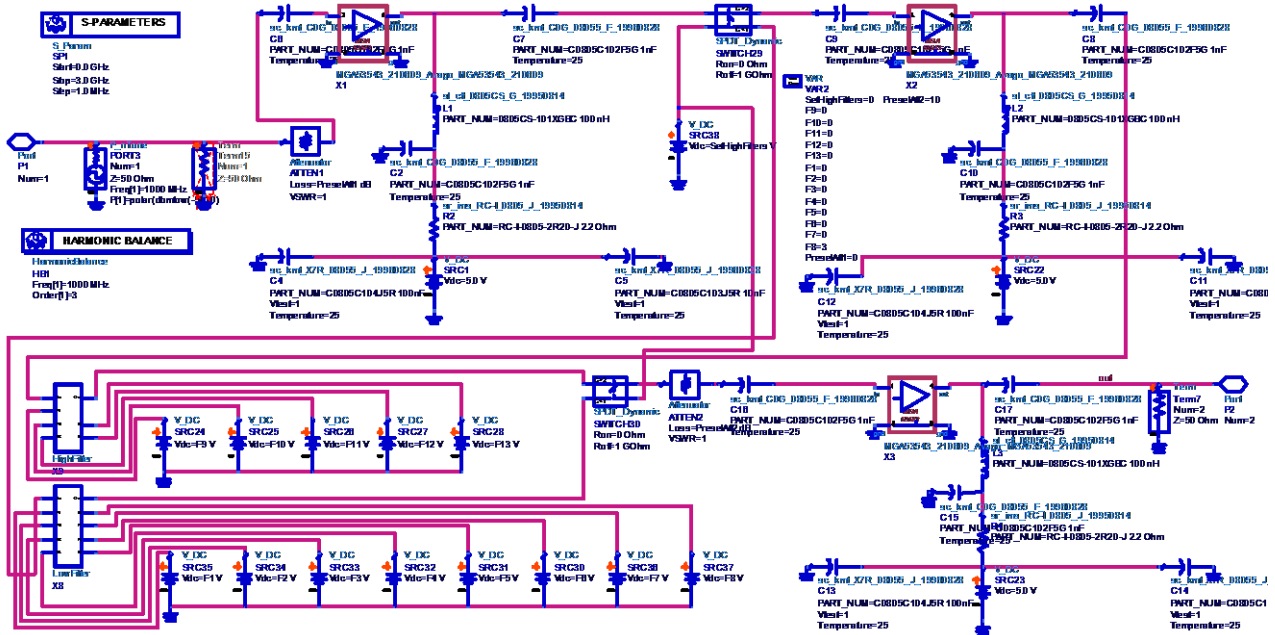


Рисунок 4.1 – Модель преселектора

Дополнительно к перестраиваемым фильтрам данный тракт имеет малошумящие усилители, для которых применена модель PDK_LNA библиотеки МШУ.

Выбор МШУ был произведен на основании методики проектирования, представленной на рисунке 3.6.

Результаты моделирования, полученные методом гармонического баланса и анализа S-параметров для входной частоты 1 ГГц и включенном фильтре для полосы 612-1044 МГц, приведены на рисунке 4.2.

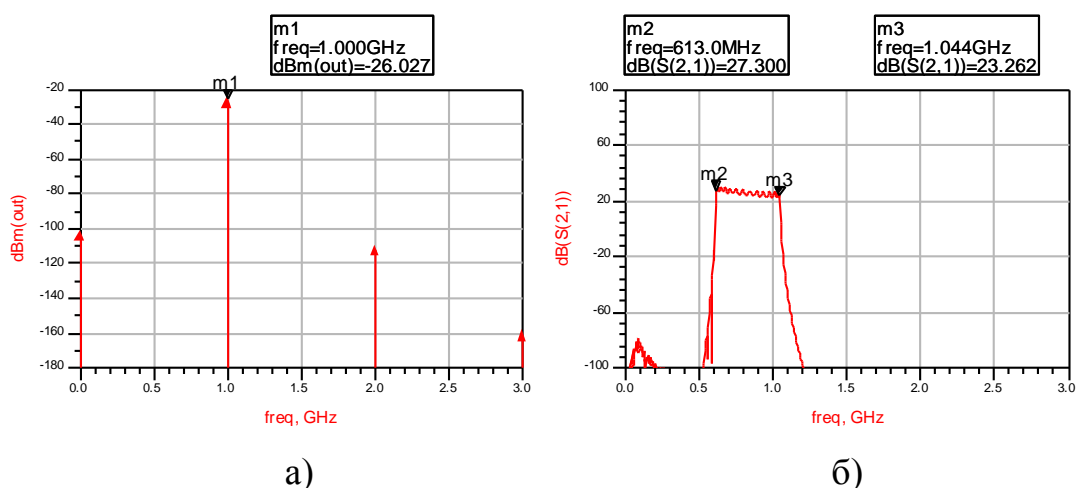


Рисунок 4.2 – Результаты моделирования преселектора;

а) Метод гармонического баланса, б) Метод S-параметров

Результат нелинейного анализа показал наличие новых гармонических составляющих в сигнале. Данные искажения вносятся используемыми в преселекторе МШУ. При анализе передаточных характеристик видно, что усиление тракта примерно равно 25 дБ. В результате анализа методом гармонического баланса для входного сигнала с уровнем -50 дБм, мощность на выходе составила -26 дБм, следовательно, усиление в тракте преселектора равно 24 дБ.

Разработка тракта первой ПЧ

Чтобы перекрыть весь диапазон частот до 3 ГГц, необходимо было реализовать два тракта первой промежуточной частоты: 970 МГц и 2140 МГц. Данные значения ПЧ выбирались с учетом того, чтобы зеркальные каналы были как можно дальше удалены от рабочих частот. Для выбора тракта с определенной частото-

той обработки использовался коммутатор HMC545 [94], моделирование которого было выполнено с использованием файла с S-параметрами. В каждом тракте первой ПЧ установлен МШУ MGA53545 [70] компании Avago, модель которого была получена с сайта производителя и применена к проекту PDK_LNA библиотеки МШУ.

В зависимости от частоты ПЧ использовались два типа фильтров, которые установлены до МШУ и после него: фильтр ПАВ SAWTEK855937 [143] (производитель Trinquite) с центральной частотой 2140 МГц, имеющий полосу пропускания 60 МГц по уровню – 3 дБ, и фильтр AT55115H-970 [4] (производитель АЕС) с центральной частотой 970 МГц, имеющий полосу пропускания 40 МГц по уровню – 3 дБ. На сайте производителя Trinquite можно получить файлы с S-параметрами всех фильтров, поэтому для фильтра SAWTEK855937 была использована модель на основе S-параметров. Для фильтров АЕС такой информации не предоставлено, поэтому использовалась функциональная модель ПАВ фильтра САПР ADS, в которой были установлены параметры в соответствии с документацией на фильтр [4].

Разработанный проект тракта первой ПЧ приведен на рисунке 4.3.

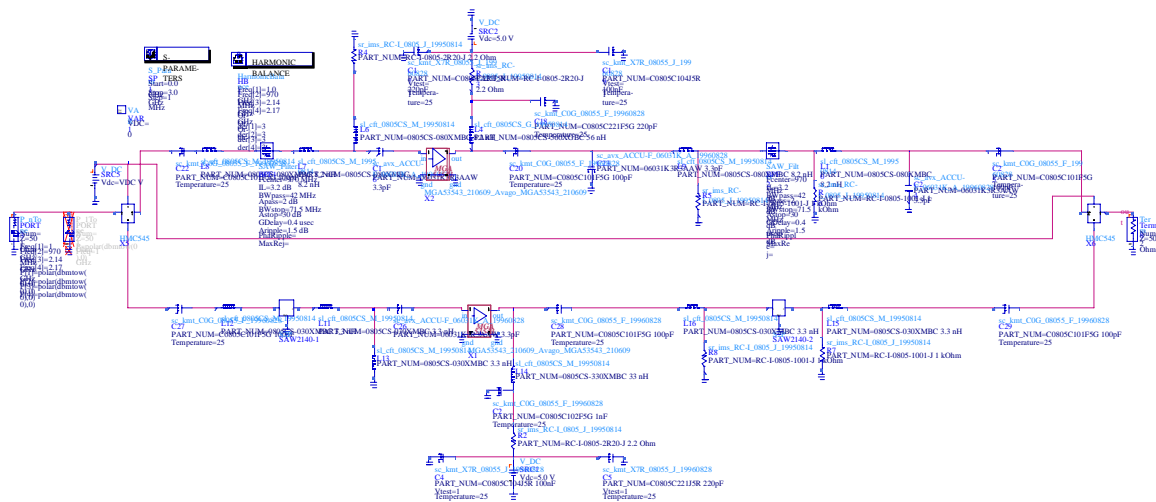


Рисунок 4.3 – Проект тракта первой ПЧ

Моделирование выполнялось методом гармонического баланса и анализом S-параметров. Результаты анализа отображают работу тракта в зависимости от выбранной частоты ПЧ. На вход модели было подано 4 сигнала с частотами 970 МГц, 1 ГГц, 2.14 ГГц, 2.17 ГГц с уровнем 0 дБм. На рисунке 4.4 (а, б) приведены результаты моделирования с включенным трактом на 970 МГц, а на рисунке 4.4 (в, г) результаты с включением на 2140 МГц. В таблице 4.1 показаны значения мощности сигналов, полученные в результате моделирования методом гармонического баланса.

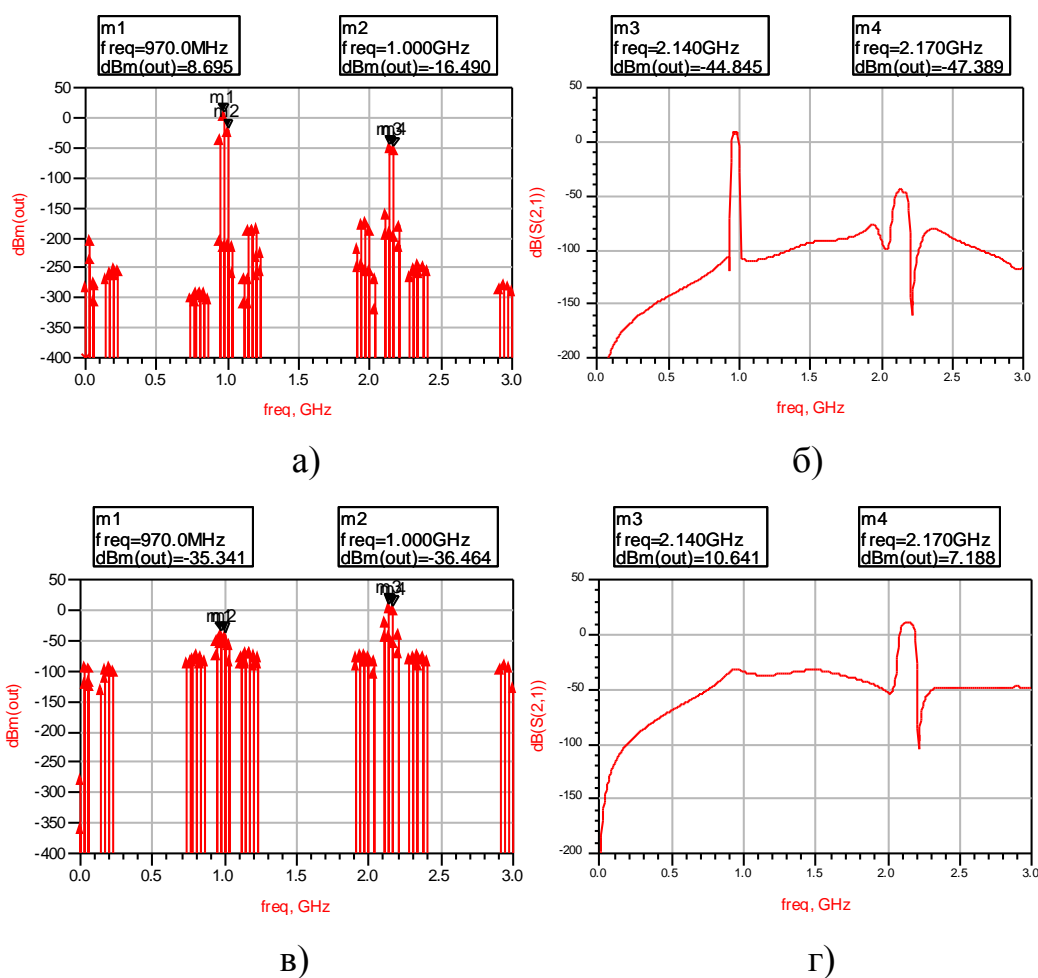


Рисунок 4.4 – Результаты моделирования тракта первой ПЧ;

- а) Метод гармонического баланса для тракта 970 МГц, б) Метод S-параметров для тракта 970 МГц, в) Метод гармонического баланса для тракта 2140 МГц, г) Метод S-параметров для тракта 2140 МГц

Таблица 4.1 – Результаты моделирования тракта первой ПЧ

| Частота, ГГц | 0.97 | 1 | 2.14 | 2.17 |
|-------------------------|-------|-------|-------|-------|
| Уровень (970 МГц), дБм | 8.7 | -16.5 | -44.8 | -47.4 |
| Уровень (2140 МГц), дБм | -35.3 | -36.5 | 10.6 | 7.2 |

Следует отметить, что поскольку в качестве модели фильтра на 970 МГц использовалась функциональная модель ПАВ фильтра, то ее характеристики намного лучше, чем для модели фильтра на 2140 МГц, работающей на основе значений S-параметров, которая является наиболее приближенной к результатам работы реального фильтра.

Учитывая, что уровень сигнала на входе был равен 0 дБм, то для тракта ПЧ на 970 МГц усиление составило 8.7 дБ, а для тракта ПЧ на 2140 МГц – 10.6 дБ.

Разработка тракта второй ПЧ

В тракте второй промежуточной частоты 140 МГц используется два усилителя и несколько фильтров, что в совокупности позволяет добиться усиления в данном тракте, равного примерно 20 дБ. Разработанная модель тракта второй ПЧ приведена на рисунке 4.5. При необходимости коэффициент усиления данного тракта может быть уменьшен при помощи аттенюатора. Роль аттенюатора в модели выполняет компонент Attenuator, задающий ослабление сигнала в дБ. На практике использовался аттенюатор с цифровым управлением HMC624LP4 [95]. Исследование модели выполнено при помощи анализа S-параметров, что позволило получить передаточные характеристики данного тракта, а также методом гармонического баланса для оценки нелинейных искажений усилителей и влияние на них используемых фильтров. Стоит отметить, что в разрабатываемом РПУ не использовались реконфигурируемые фильтры ПЧ, так как данное устройство проектировалось для решения задач радиомониторинга, поэтому техническим заданием не требовалось уменьшать полосу обзора. Необходимую перестраиваемую фильтрацию сигнала ПЧ обеспечивают цифровые фильтры в блоке ЦОС.

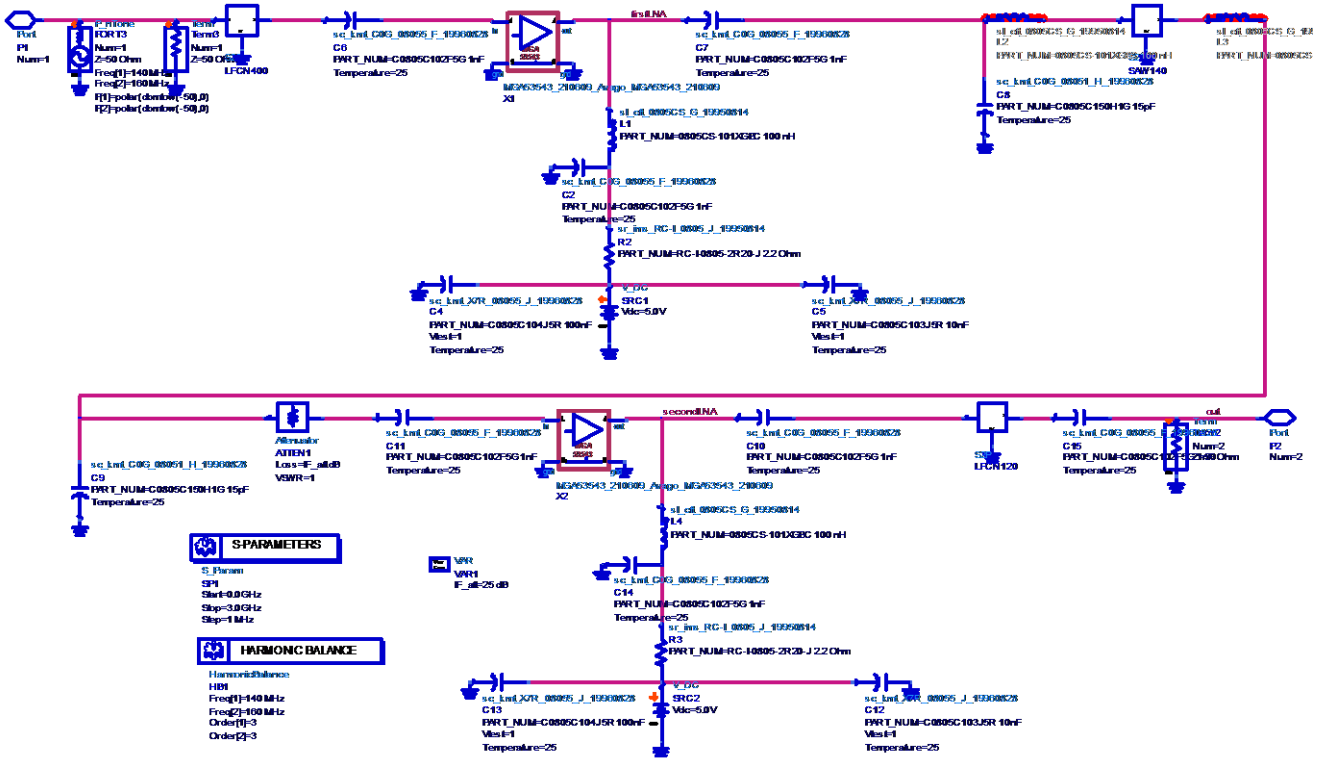


Рисунок 4.5 – Модель тракта второй ПЧ

Результаты анализа приведены на рисунке 4.6. Рисунок 4.6 (а, б) отображает данные, полученные при помощи анализа S-параметров. Видно, что полоса пропускания фильтров тракта ПЧ по уровню -3 дБ составила 24 МГц, а усиление примерно равно 20 дБ.

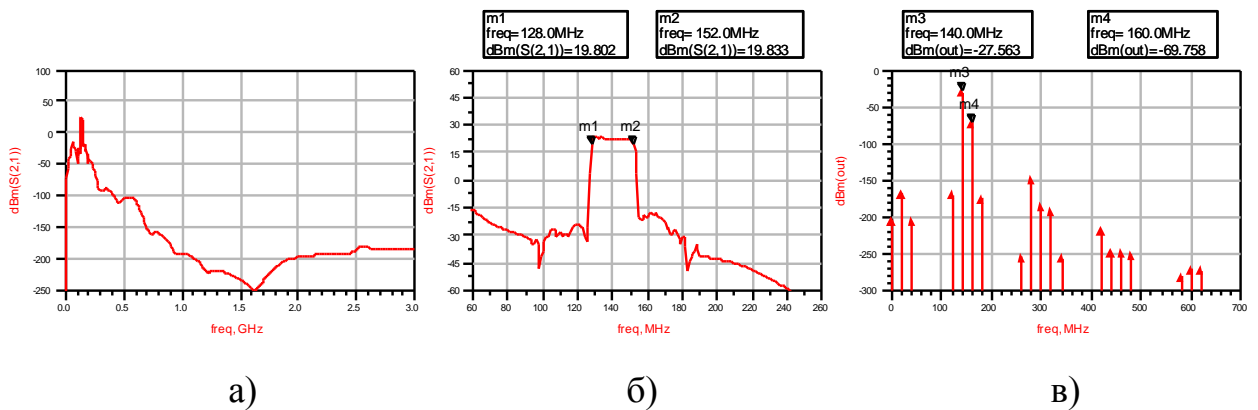


Рисунок 4.6 – Результаты моделирования тракта первой ПЧ;
 а) б) Метод S-параметров, в) Метод гармонического баланса

Рисунок 4.6 (в) отображает результаты анализа методом гармонического баланса. На вход модели был подан сигнал на частоте 140 МГц с уровнем -50 дБм, а на выходе сигнал с частотой 140 МГц имел уровень -27.6 дБм. В итоге уровень усиления при анализе воздействия внешних сигналов составил 22.4 дБ. В результате применения фильтра ПЧ уровень соседнего сигнала (на частоте 160 МГц) составил -69.8 дБм, что на 42.2 дБ меньше уровня сигнала ПЧ на 140 МГц.

Проект верхнего уровня аналогового тракта РПУ

Рассмотрим разработанный функциональный проект супергетеродинного приемника с двумя преобразованиями частоты. Модель, приведенная на рисунке 4.7, состоит из преселектора, трактов обработки первой и второй ПЧ (моделирование которых было выполнено ранее), а также содержит два смесителя, гетеродины и дополнительные фильтры. Учитывая невысокую частоту работы РПУ (до 3 ГГц) и требования к качеству преобразования сигнала, при помощи методики проектирования (рисунок 3.8) были выбраны балансные смесители ADE-42MH [118] и SYM-300DLHW [120], для моделирования которых использовались функциональные модели смесителей САПР ADS. Для гетеродинов также были установлены параметры мощности сигнала и фазовых шумов, приведенные в описании используемых в радиоприемнике генераторов UMC1941 [135].

Моделирование было проведено методом гармонического баланса. Для анализа на входе модели был сформирован гармонический сигнал с частотой 100 МГц, частота первого гетеродина составила 2254 МГц, что позволило перенести частоту принимаемого сигнала вверх на значение 2154 МГц (рисунок 4.8, а). После обработки сигнала в тракте первой ПЧ (рисунок 4.8, б) он был перенесен на частоту 140 МГц перемножением на сигнал 2014 МГц (рисунок 4.8, в). Результирующий спектр сигнала на второй ПЧ приведен на рисунке 4.8 (г).

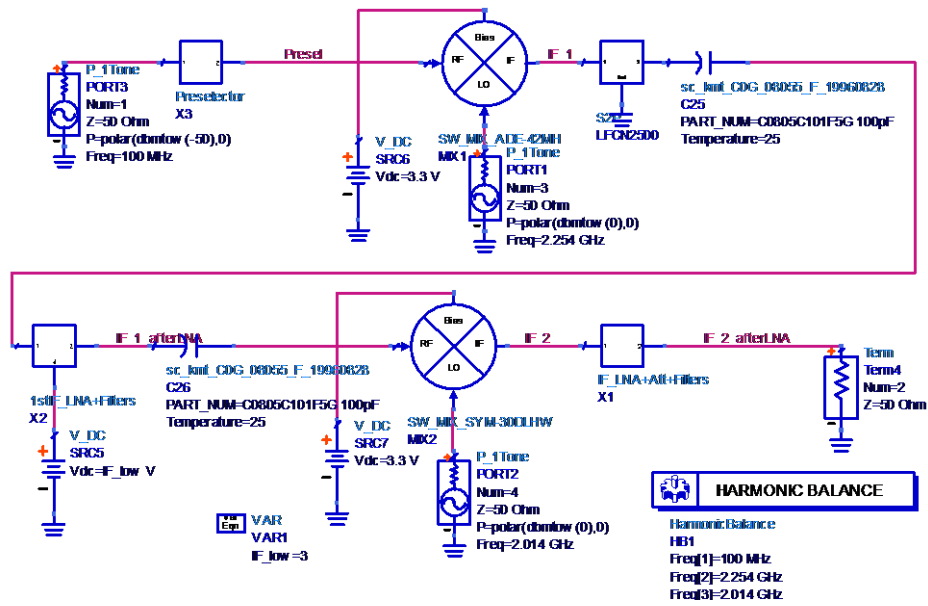


Рисунок 4.7 – Проект аналогового тракта радиоприемника

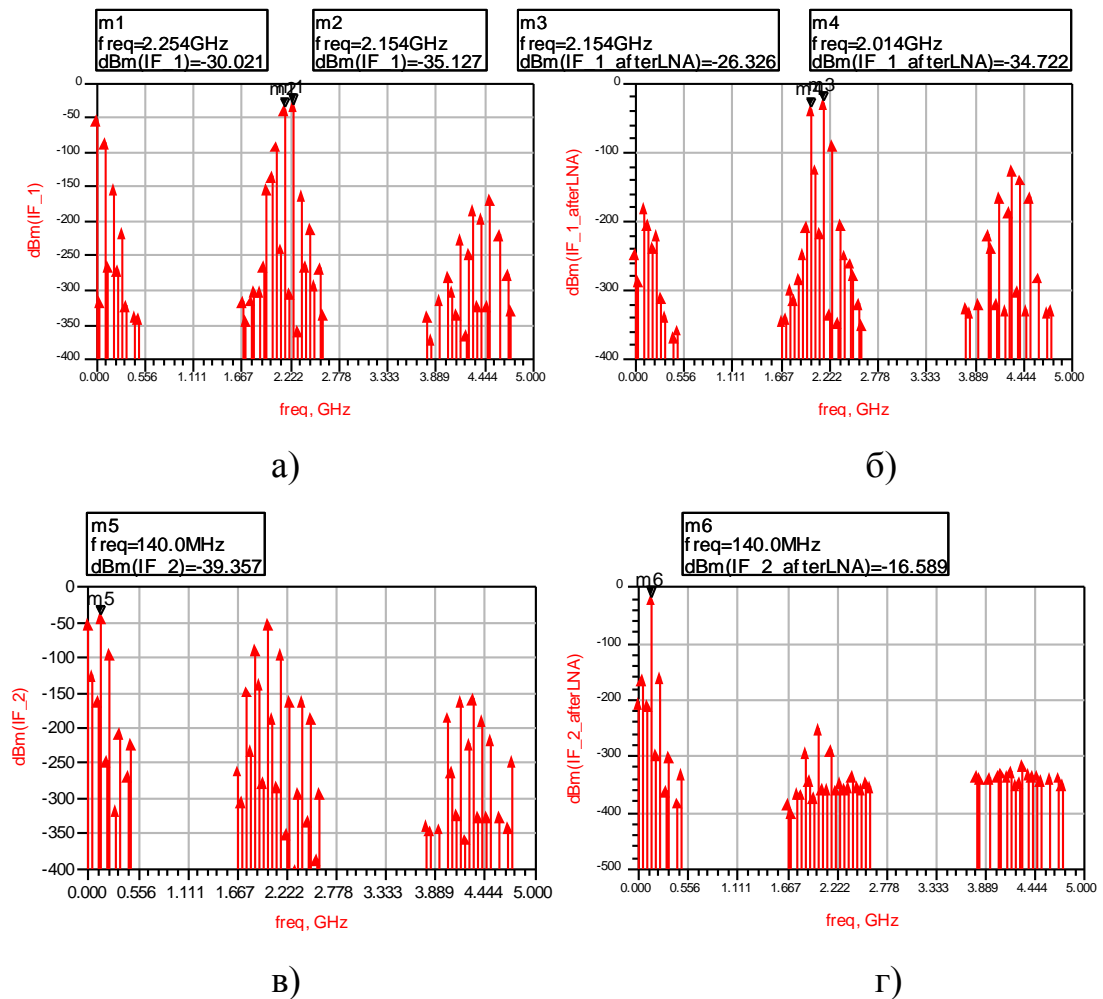


Рисунок 4.8 – Результат моделирования аналогового тракта приемника;

а) Сигнал на первой ПЧ, б) Сигнал после усилителя первой ПЧ,

в) Сигнал на второй ПЧ, г) Сигнал после усилителя второй ПЧ

Результирующий уровень полезного сигнала составил -16.6 дБм, что на 33.4 дБ больше уровня исходного сигнала. Следовательно, общий коэффициент усиления тракта преобразования частоты составил 33.4 дБ. Также была проведена оценка коэффициента шума тракта, который получился равным 13.1 дБ.

Выполнена оценка затраченного времени для расчета преобразования сигнала трактами преселектора, МШУ, преобразования частоты и ПЧ с учетом ослабления/усиления, изменения значения несущей частоты и учетом зеркальных гармоник. Время ручного расчета для одного значения частоты составило примерно 3 мин. Время моделирования разработанного проекта равно 1.75 с. Стоит отметить, что за это время использование САПР позволяет учесть множество других изменений сигнала, которые при ручном расчете достаточно трудоемки. В итоге применения САПР скорость повысилась на 97% , что показывает преимущество ее использования при проектировании РПУ.

Цифровой блок коррекции постоянной составляющей сигнала

Постоянная составляющая в сигнале ПЧ может образовываться по многим причинам, из которых наиболее частой является попадание сигнала гетеродина на вход смесителя [77]. Ее наличие проявляется в виде смещения всего сигнала относительно нулевого значения, и оно обычно намного больше по сравнению с сигналами, которые необходимо принять и демодулировать. Особое влияние данная помеха оказывает на узкополосные сигналы, основной спектр которых расположен вблизи нулевой частоты. Следовательно, для коррекции необходимо оценить значение данного смещения и вычесть его из принимаемого сигнала.

Предложенный алгоритм коррекции постоянной составляющей приведен на рисунке 4.9. В соответствии с ним была

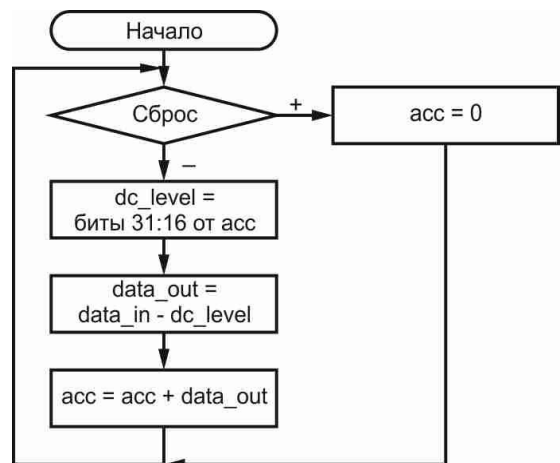


Рисунок 4.9 – Алгоритм коррекции пост. составляющей

написана программа для ПЛИС на языке описания аппаратуры Verilog, которая была промоделирована с использованием блока HdlCosim САПР ADS.

Проект для анализа приведен на рисунке 4.10. Источником сигнала в модели является генератор синусоиды на частоте 20 кГц, которая затем сдвигается на 0.1 В относительно нуля. Результирующий сигнал поступает на АЦП, тактируемый частотой 81.92 МГц. Дискретные отсчеты подаются на блок HdlCosim, выполняющий симуляцию Verilog кода. На вход данного блока подаются следующие сигналы: входные данные (data_in), сигнал сброса (reset), сигнал тактирования (Clock). На выходе данного блока формируются результирующие данные (data_out), в которых проведена коррекция постоянной составляющей.

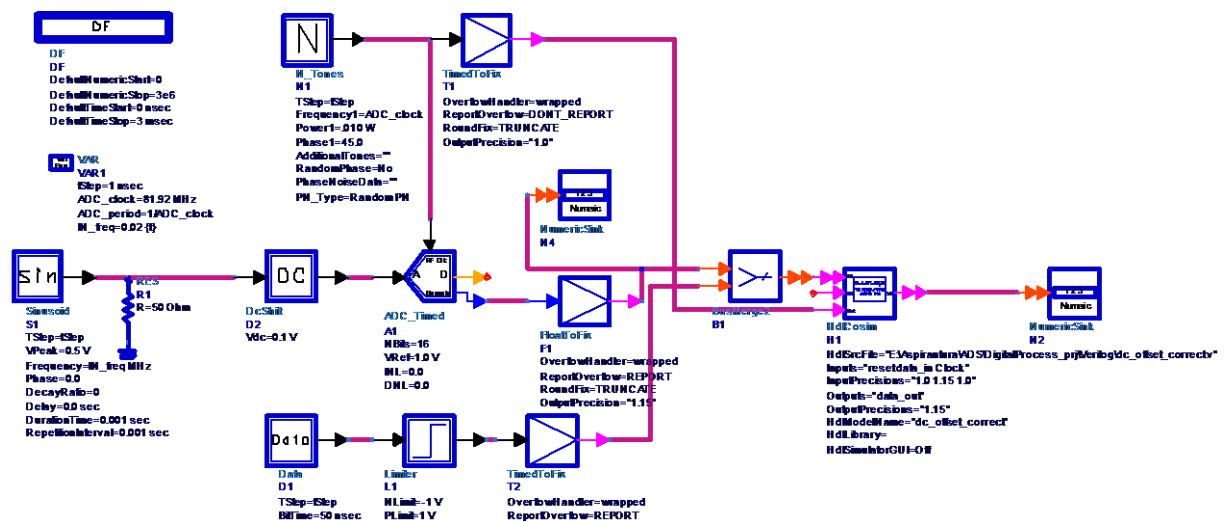


Рисунок 4.10 – Проект для моделирования алгоритма коррекции постоянной составляющей

Результаты моделирования приведены на рисунке 4.11, который отображает входной (а) и выходной (б) сигнал модели. Как видно из графиков, сигнал на входе имеет размах 0.666 В относительно уровня 0.1 В (максимум равен 0.433 В, минимум равен -0.233 В).

На выходе модели получен график, показывающий, что постоянная составляющая была постепенно убрана из сигнала, и его максимум составил 0.333 В, а минимум -0.333 В (размах сохранился и равен 0.666 В), а среднее значение располагается в нуле (рисунок 4.11, б). Стоит отметить, что основной уровень посто-

янной составляющей был уменьшен гораздо быстрее, чем она полностью была удалена из сигнала. Это объясняется тем, что больший уровень сигнала накапливается в аккумуляторе быстрее, и поэтому сразу компенсируется. Малые значения смещения накапливаются медленнее, и их влияние на выходной результат оказывается не сразу.

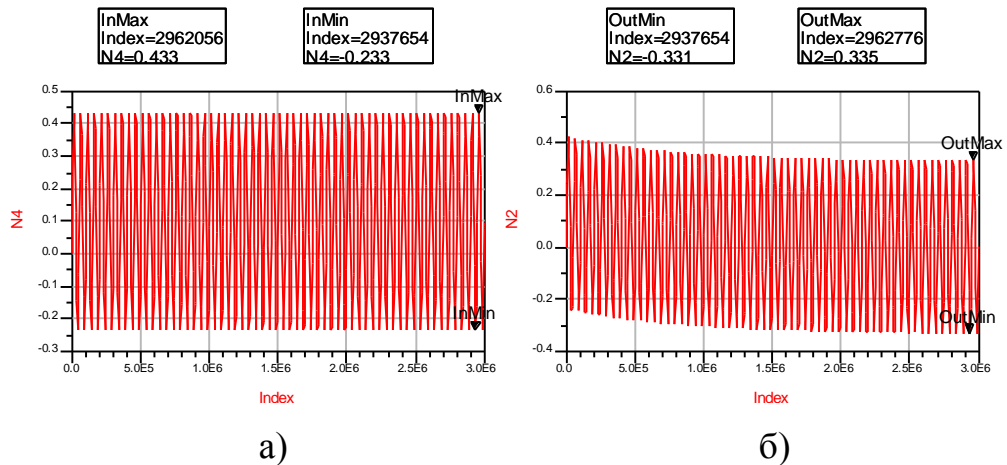


Рисунок 4.11 – Результаты моделирования алгоритма коррекции постоянной составляющей; а) Сигнал на входе, б) Сигнал на выходе

Приведенная модель отражает работу системы только с наличием неизменной постоянной составляющей, однако разработанный алгоритм будет эффективно работать также в том случае, когда постоянный уровень сигнала на входе будет меняться.

Смешанное моделирование ПКР-приемника

Для выполнения данной стадии проектирования была использована разработанная методика проектирования блока ЦОС (рисунок 3.17) и смешанного моделирования ПКР (рисунок 3.21), а также предложенная в п. 3.7 методика сокращения времени моделирования. Для аналоговой части исследуемого ПКР был разработан проект, приведенный на рисунке 4.12.

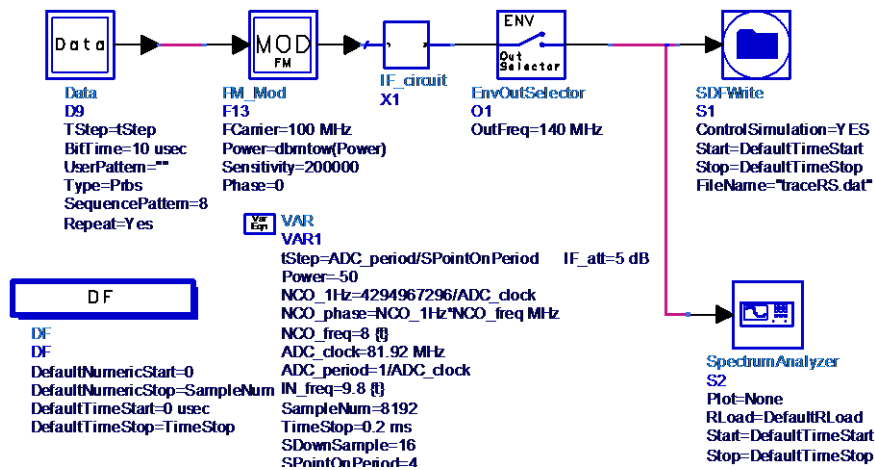


Рисунок 4.12 – Проект записи аналогового сигнала в файл данных

Компонент IF_circuit в данном проекте является моделью аналогового тракта, приведенной на рисунке 4.7. Необходимо отметить, что перед выполнением моделирования все МШУ и фильтры в проекте были представлены в виде функциональных моделей САПР ADS, так как иначе проведение моделирования не предоставлялось возможным, потому что требовались большие вычислительные ресурсы. Время моделирования для сигнала длительностью 0.2 мс, с учетом частоты дискретизации АЦП, равной 81.92 МГц, составило 51 минуту. В качестве входных данных был использован ЧМ сигнал со скоростью данных 100 кБит/с с девиацией 200 кГц на частоте 100 МГц с уровнем -50 дБм. Спектр сигнала на входе модели РПУ изображен на рисунке 4.12 (а).

На рисунке 4.12 (б) приведен спектр на выходе аналогового тракта РПУ, на котором наблюдается существенный рост уровня шумов, что объясняется наличием в РПУ нескольких МШУ. Также уровень полезного сигнала стал почти на 10 дБ больше, чем на входе. Это является следствием усиления в тракте ПЧ, которое при необходимости может быть уменьшено при помощи аттенюатора.

По изображению спектра также видно, что он инвертировался. Это происходит потому, что для сигнала 100 МГц первый гетеродин работает на частоте 2254 МГц, что позволяет получить не инвертированный сигнал на частоте 2154 МГц, который далее переносится на частоту 140 МГц при помощи перемножения на частоту 2014 МГц, что приводит к инверсии спектра.

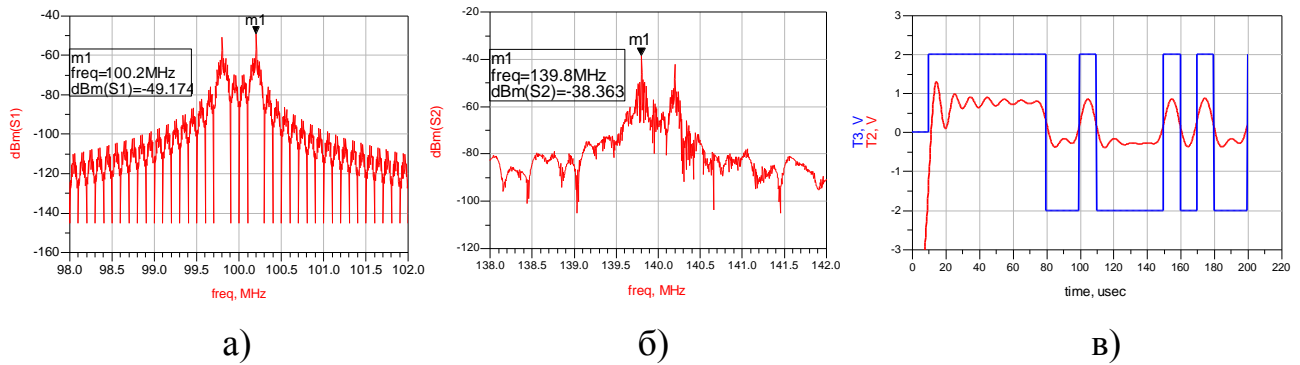


Рисунок 4.12 – Результаты смешанного моделирования;
 а) Входной сигнал, б) Сигнал на выходе аналогового тракта;
 в) Исходный и демодулированный сигнал

В качестве цифрового блока обработки сигналов использовался компонент цифрового квадратурного демодулятора `C_IQDemod` с дециматорами и фильтрами, дополненный модулем коррекции постоянной составляющей. Полученный файл с огибающей сигнала аналогового тракта использовался в проекте `HighIF_AnalysModDemod`, применяемого для комплексного анализа аналого-цифровых трактов ПКР-приемника. Для АЦП установлены параметры ИМС `LTC2165` [107], применяемой в проектируемом РПУ (частота тактирования 81.92 МГц, уровень опорного напряжения 1 В, $INL = 2$, $DNL = 0.5$).

Поскольку в проектируемом РПУ используется возможность передискретизации АЦП, и ПЧ равна 140 МГц, то во второй зоне его частота для АЦП будет равна $140 - 81.92 = 58.08$ МГц. Учитывая, что максимальная частота цифрового генератора равна половине частоты тактирования, то необходимая частота цифрового квадратурного демодулятора для установки будет равна $58.08 - (81.92/2) = 58.08 - 40.96 = 17.12$ МГц.

Результатом моделирования блока цифровой обработки сигнала, на вход которого поступал сформированный ранее аналоговый сигнал, стала форма демодулированного сигнала, приведенная на рисунке 4.12 (в), который отображает сигнал, полученный на выходе цифрового квадратурного демодулятора, и сигнал с выхода блока формирования цифровых данных, использованный для модулятора. Видно, что входной и выходной сигналы имеют идентичные знаки, что говорит о

положительных результатах тестирования и правомерности использованных схемотехнических и алгоритмических решений.

4.2 Экспериментальное тестирование разработанного ПКР-приемника

Рассмотренные модели аналогового и цифрового тракта были использованы при проектировании широкодиапазонного ПКР радиоприемника RSJet компании Радиосервис. Далее приведены результаты экспериментальных испытаний и тестирования данного радиоприемника при помощи разработанной методики и математического обеспечения САПР ADS.

Мониторинговый радиоприемник RSJet компании Радиосервис

Функциональная схема разработанного при помощи маршрута проектирования мониторингового ПКР-приемника RSJet компании Радиосервис приведена на рисунке 4.13. На схеме указаны основные компоненты, которые были применены в РПУ.

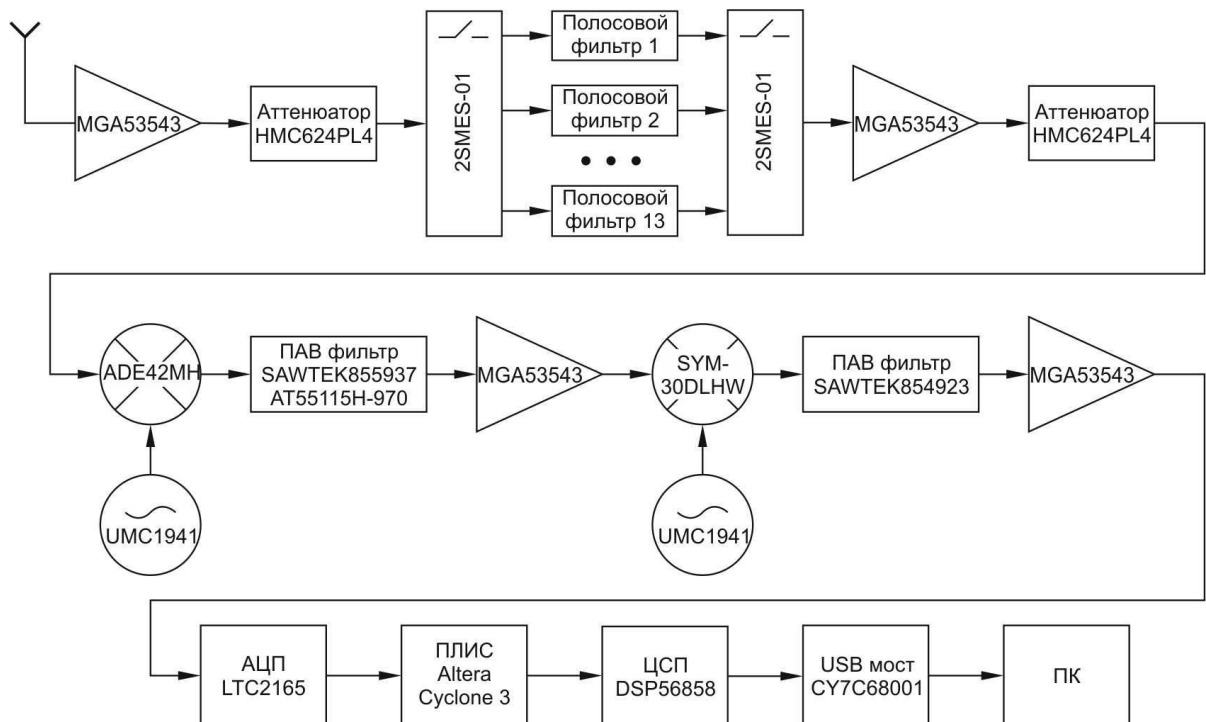


Рисунок 4.13 – Функциональная схема мониторингового ПКР-приемника RSJet

Фото радиоприемника приведено на рисунке 4.14, а его характеристики в таблице 4.2. Аналоговая часть построена по принципу супергетеродина с двумя преобразованиями частоты. Устройство состоит из трех плат, на одной из которых располагается преселектор, на второй – тракт преобразования частоты, на третьей – АЦП, блок ЦОС и устройство передачи данных на ПК.

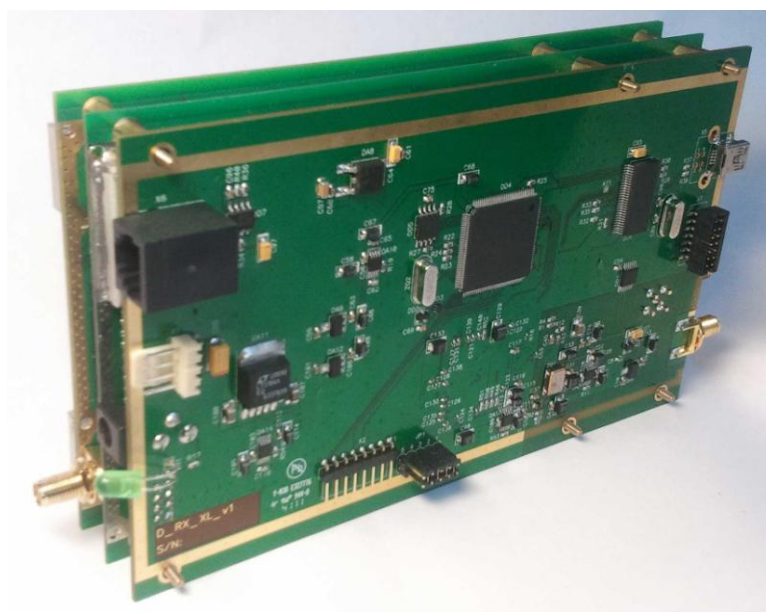


Рисунок 4.14 – Мониторинговый ПКР-приемник RSJet

Таблица 4.2 - Характеристики радиоприемника RsJet

| Параметр | Значение |
|--|----------------------------|
| Диапазон частот | 9 КГц – 3 ГГц |
| Скорость сканирования с разрешением 10 КГц | Не менее 5 ГГц/сек |
| Промежуточная частота | 140 МГц |
| Полоса ПЧ | 20 МГц |
| Полосы цифровых фильтров | 20, 160, 320 КГц, 2 МГц |
| Демодуляторы | AM, NFM, WFM, FSK |
| Коэффициент шума | не более 12 дБ |
| Минимальный шаг перестройки | 10 кГц |
| Ослабление по соседнему каналу | не хуже 90 дБ |

Таблица 4.2 (продолжение) - Характеристики радиоприемника RsJet

| Параметр | Значение |
|---|---------------------|
| Избирательность по зеркальному каналу в диапазоне до 3-х ГГц | не менее 70 дБ |
| Динамический диапазон свободный от интермодуляционных составляющих (SFDR) | Тип. 70 дБ |
| Фазовый шум гетеродина при отстройке на 10 кГц в диапазоне до 3 ГГц | не более -90 дБн/Гц |
| Долговременная нестабильность гетеродинов | не хуже 10 ppm |
| Система АРУ | цифровая |
| Максимальный уровень входного ВЧ сигнала | не более 20 дБм |
| Уровень побочных продуктов (spurious) | -100 дБм |
| Усреднённый уровень шума | - 115 дБм |
| Входной импеданс | 50 Ом |
| Входной аттенюатор с шагом в 1 дБ | 0 – 30 дБ |

Для оцифровки входных данных используется АЦП LTC2165 компании Linear Technology [107]. Тактирование осуществляется частотой 81.92 МГц. В качестве ИМС цифровой обработки используется ПЛИС EP3C25E144 компании Altera. В ней осуществляется цифровая квадратурная демодуляция, фильтрация, децимация и другие дополнительные процедуры обработки сигналов.

Экспериментальное тестирование радиоприемника RSJet

При помощи проекта Test_Modulator, приведенного на рисунке 2.23, был записан файл с модулированным сигналом, который воспроизводился на генераторе N5182A на частоте несущей равной 450 МГц. Результат измерения сигнала при помощи анализатора спектра приведен на рисунке 4.15 (а). Видно, что частота девиации равна 100 кГц, как и было установлено в проекте формирования квадратурных сигналов. Спектр этого же сигнала для радиоприемника RSJet, получен-

ный в программе HDSDR [93], приведен на рисунке 4.15 (б). Полоса обзора в данном случае равна 320 кГц.

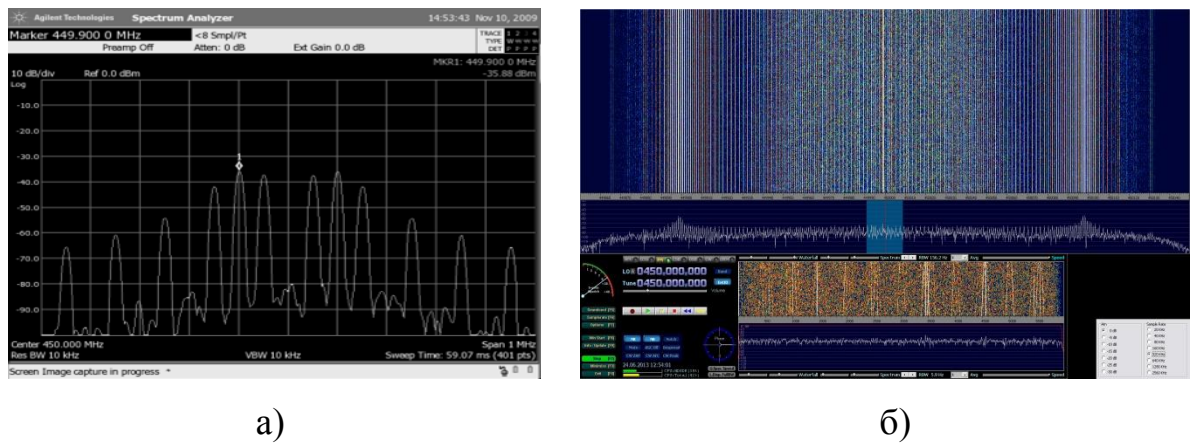


Рисунок 4.15 – Спектры сформированного сигнала;

- а) Наблюдение сигнала на анализаторе спектра,
- б) Наблюдение сигнала на радиоприемнике RSJet, вид в программе HDSDR

Тестирование радиоприемника RSJet было выполнено при помощи предложенной методики, приведенной на рисунке 3.30. На основании файла с комплексной огибающей ЧМ сигнала был получен модулированный ВЧ сигнал на выходе генератора N5182A. Данный сигнал с помощью кабеля подавался на вход радиоприемного устройства RSJet. Обработанный квадратурный сигнал на выходе блока ЦОС РПУ записывался программой HDSDR. Записанный файл был демодулирован при помощи проекта Test_Demodulator, приведенного на рисунке 2.24. В результате получена битовая последовательность в виде меандра. Данные по скорости потока совпадают с установленными данными для тестирования (длительность бита 500 мкс, следовательно, скорость данных 2 кБит/с).

Рассмотрим работу РПУ в случае приема цифровых данных по радиоканалу от интегрального трансивера CC2510 компании Texas Instruments [138]. С трансивера осуществлялась непрерывная передача данных на частоте 2430 МГц, с использованием ЧМ сигнала с девиацией 300 кГц и скоростью передачи данных 250 кБит/с. Информационный сигнал, полученный в результате демодуляции записанных квадратурных составляющих, приведен на рисунке 4.16.

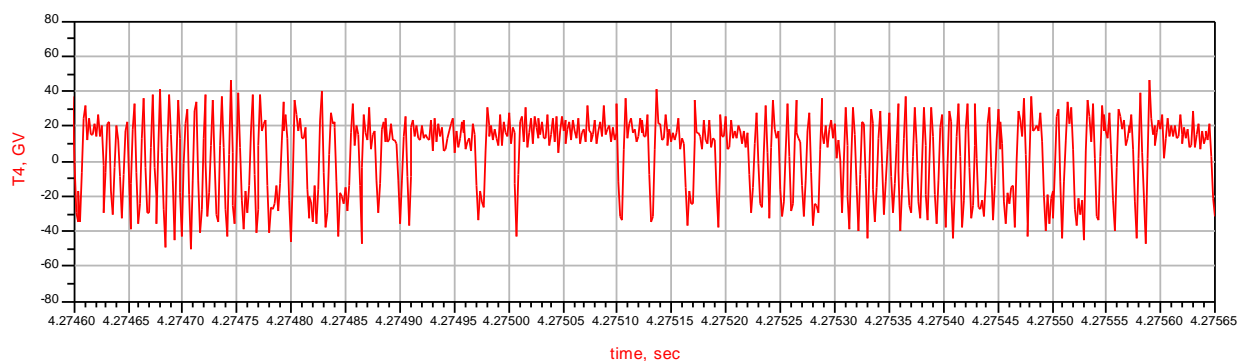


Рисунок 4.16 – Демодулированный сигнал, полученный по радиоканалу

По графику можно определить преамбулу, синхропоследовательность и информационный пакет. Проведенный анализ установленных параметров для трансивера CC2510 и полученных данных при помощи радиоприемника показал их идентичность. Следовательно, можно сделать вывод о возможности использования САПР ADS при проведении тестирования радиоприемных устройств для анализа передачи цифровых радиосигналов с различными видами модуляции.

Предложенный алгоритм (рисунок 3.29) и проект Test_Demodulator использовались для демодуляции сигналов эфирного радиовещания с аналоговой ЧМ. Сигнал, записанный на частоте 102.4 МГц, был использован в проекте для демодуляции, выходные данные которого записывались в звуковой файл. В результате прослушивания записанного файла были воспроизведены звуковые данные, которые передавались в момент записи на радиостанции.

В результате проведения комплексного экспериментального тестирования разработанного РПУ получены характеристики, которые приведены в таблице 4.3. В данной таблице также приведены параметры, полученные в результате моделирования, что позволяет выполнить их сравнение.

По полученным характеристикам можно сделать вывод о том, что результаты моделирования практически соответствуют результатам экспериментального тестирования. Различия обусловлены следующими причинами:

- Для некоторых фильтров при моделировании использовались функциональные модели, что не позволило учитывать точную АЧХ реального устройства;

- При моделировании не учитывались воздействия сигналов, передающихся через конструктивные элементы (например, печатную плату);
- В некоторых случаях использовался большой шаг анализа, что могло изменить результаты моделирования.

Таблица 4.3 – Результаты тестирования радиоприемника RsJet

| Параметр | Результат моделирования | Результат тестирования |
|---|-------------------------|------------------------|
| Односигнальная избирательность по соседнему каналу | 94 дБ | 92 дБ |
| 2-х сигнальная избирательность по зерк. каналу в диапазоне до 3-х ГГц | 76 дБ | 73 дБ |
| Динамический диапазон | 69 дБ | 72 дБ |
| Коэффициент шума | 13.1 дБ | 11.5 дБ |
| Чувствительность | -105.7 дБм | -106.5 дБм |

4.3 Теоретические расчеты

Был произведен теоретический расчет параметров РПУ. Чувствительность рассчитывалась на основании оценки отношения сигнал/шум на выходе ПЧ тракта. Для этого рассчитан уровень усиления в процессе квантования:

$$G_{SNR} = 10 \log \left(\frac{f_s}{B_{IF}} \right) = 10 \log \left(\frac{81.92}{16} \right) = 7.1 \text{ дБ},$$

где B_{IF} - полоса сигнала, f_s – частота выборки.

Шумовое напряжение на выходе АЦП:

$$V_{N,ADC} = V_{FS,rms} * 10^{-SNR_{ADC}/20} = \frac{1.048}{2\sqrt{2}} * 10^{-76.8/20} = 52 \text{ мкВ},$$

где $V_{FS,rms}$ является среднеквадратичным рабочим напряжением сигнала АЦП, а SNR_{ADC} – определенное производителем отношение сигнал/шум для АЦП.

Значение шумового напряжения ВЧ/ПЧ трактов определяется как:

$$V_{N,IF} = 2\sqrt{P_{N,tot}R_{ADC}} = 2\sqrt{2.00 * 10^{-12} * 100} = 14 \text{ мкВ},$$

где $P_{N,tot}$ – мощность шума на выходе аналогового тракта РПУ (в Вт) (для спроектированного приемника мощность шума составила -87 дБм) и R_{ADC} – входное сопротивление АЦП в Ом.

Общее шумовое напряжение на выходе приемного тракта $V_{N,RX}$ рассчитывалось по формуле:

$$V_{N,RX} = \sqrt{V_{N,IF}^2 + V_{N,ADC}^2} = \sqrt{14^2 + 52^2} = 54 \text{ мкВ}.$$

Отношение сигнал/шум для АЦП определено по следующей формуле:

$$SNR_{RX} = 20 \log\left(\frac{V_s}{V_{N,RX}}\right) + G_{SNR} = 20 \log\left(\frac{0.707}{54 * 10^{-6}}\right) + 7.09 = 89.4 \text{ дБ},$$

где V_s оцениваемый уровень сигнала на входе АЦП (по уровню -3 дБ).

Было установлено, что приемлемое значение относительной битовой ошибки обеспечивается при отношении сигнал/шум около 10 дБ. В этом случае мощность принимаемого сигнала будет составлять -79.4 дБм. Учитывая, что необходимый для АЦП уровень сигнала равен $+7$ дБм при сопротивлении 100 Ом, для нормальной работы на вход АЦП должен быть подан сигнал с уровнем не менее -72.4 дБм. Так как коэффициент усиления аналогового тракта разработанного РПУ равен 32 дБ, то чувствительность ПКР-приемника можно определить как $(-72.4 - 32) = -104.4$ дБм.

Теоретически рассчитанные значения G_{SNR} , $V_{N,RX}$, SNR_{RX} могут быть оценены при помощи разработанного математического обеспечения. Чувствительность, полученная в результате моделирования смешанного проекта ПКР-приемника, оказалась меньше рассчитанной на 1.3 дБ. Таким образом, модель уточняет теоретические расчеты, а также позволяет оценить нелинейные искажения и неравномерности АЧХ фильтров и усилителей на различных частотах.

В целом, результаты измерений и теоретических расчетов показали достоверность полученных на этапах автоматизированного проектирования характеристик.

4.4 Выводы по 4-й главе

Выполненное проектирование ПКР-приемника с высокой ПЧ позволило получить модели трактов преселектора, первой ПЧ, второй ПЧ, аналогового тракта с двумя преобразованиями частоты и блока ЦОС. В результате смешанного моделирования выполнен сквозной анализ РПУ. Экспериментальное тестирование при помощи разработанной методики доказало эффективность ее применения для тестирования широкополосного РПУ цифровых сигналов с различными видами модуляции. Основные выводы и результаты, полученные в ходе работы:

1. В результате автоматизированного проектирования радиоприемника проведена оценка влияния активных и пассивных компонентов на параметры тракта преобразования частоты: передаточные характеристики, коэффициенты шума и усиления, спектры выходной мощности в узкой и широкой полосе частот.

2. В качестве цифрового тракта обработки сигналов использовался компонент цифрового квадратурного демодулятора `C_IQDemod`, который был дополнен разработанным блоком коррекции постоянной составляющей. В модели смешанного анализа были произведены настройки схемы тактирования и параметров установленного в РПУ АЦП. При помощи данного проекта проведено исследование влияния сигналов с различными видами модуляции и мощностью для определения оптимального уровня усиления в аналоговом тракте.

3. Смешанное моделирование позволило оценить сквозные характеристики РПУ в целом. Результатом анализа стал информационный сигнал, совпадающий с исходным цифровым сигналом. Это говорит о правильной работе всех трактов РПУ и позволило перейти к выполнению опытно-конструкторских работ.

4. При помощи предложенной методики, ориентированной на совместное использование САПР ADS и измерительной аппаратуры, было проведено экспериментальное тестирование РПУ, разработанного с использованием маршрута автоматизированного проектирования. Результаты отражают достоверность полученных на этапе проектирования характеристик.

Заключение

В результате проведения работы было получено математическое и методическое обеспечение САПР, при помощи которого можно реализовать автоматизированное проектирование ПКР-приемника на основании проведения анализа аналоговых трактов, цифрового блока обработки данных и смешанного моделирования всего устройства. В работе решены все поставленные задачи:

1. Проведен анализ современных методов модуляции цифровых сигналов, показана актуальность применения реконфигурируемых трактов в современных РПУ. На основании анализа различных архитектур ПКР-приемников и их компонентов даны рекомендации по их практическому применению при проектировании РПУ.

2. Выполнен анализ САПР для разработки телекоммуникационных устройств, результатом которого стал выбор применяемой в работе САПР ADS, как наиболее подходящей для решения поставленной цели.

3. Разработаны модели реконфигурируемых фильтров для различных структур и их схемотехнической реализации. Для моделирования МШУ рассмотрено применение моделей и файлов с измеренными S- параметрами реальных усилителей. Исследовано влияние моделей гетеродинов с установленными фазовыми шумами на эффективность работы смесителей. Предложены модели цифровых систем обработки данных для высокой ПЧ (выполняется оцифровка, цифровая квадратурная демодуляция, фильтрация сигнала ПЧ, децимация и др.) и нулевой ПЧ (выполняется аналоговая квадратурная демодуляция, оцифровка, фильтрация сигналов, децимация и др.). Исследована зависимость результатов демодуляции ЧМ и ФМ сигналов от параметров АЦП и цифрового блока. Выполнено совместное моделирование аналоговых и цифровых устройств в САПР ADS. Проведена оценка влияния аналоговых нелинейных компонентов на функционирование цифрового блока обработки данных.

4. Разработан маршрут проектирования ПКР-приемника. Предложены методики проектирования трактов преселектора, МШУ, преобразования частоты, фильтрации ПЧ, цифрового блока обработки сигналов, смешанного моделирования и экспериментального тестирования ПКР при помощи САПР.

5. Тестирование разработанного математического обеспечения показало, что модели компонентов РПУ обеспечивают функциональные преобразования сигнала, соответствующие принципам работы ПКР-приемников.

6. Полученные модели были применены на практике при проектировании широкополосного радиоприемника. Проведено моделирование аналогового и цифрового тракта. Выполнена разработка и моделирование Verilog кода блока коррекции постоянной составляющей сигнала в САПР ADS.

7. Достоверность результатов моделирования была подтверждена в ходе проведения экспериментального тестирования при помощи предложенной методики тестирования радиоприемных устройств на физическом уровне с применением лицензионного программного обеспечения САПР ADS и использованием сертифицированной измерительной аппаратуры.

Список сокращений и условных обозначений

- BER – bit error rate, относительная битовая ошибка
- DNL – differential non linearity, дифференциальная нелинейность
- DSSS – direct-sequence spread spectrum, расширение спектра методом прямой последовательности
- INL – integral non linearity, интегральная нелинейность
- MSPS – megasamples per second, миллионы отсчетов в секунду
- OFDM – orthogonal frequency-division multiplexing, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов
- PDK – process design kit, технологическая библиотека
- SDR – software-defined radio, программно-контролируемое радио
- АМ – амплитудная манипуляция
- АПЧ – автоматическая подстройка частоты
- АРУ – автоматическая регулировка усиления
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
- БИХ – бесконечная импульсная характеристика
- ВПЧ – высокая промежуточная частота
- ГУН – генератор, управляемый напряжением
- ИМС – интегральная микросхема
- КИХ – конечная импульсная характеристика
- МШУ – малошумящий усилитель
- МЭМС – микроэлектромеханические системы
- НПЧ – низкая промежуточная частота
- ОУ – операционный усилитель
- ПАВ – поверхностно-акустические волны
- ПКР – программно-контролируемое радио
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ППРЧ – постоянная перестройка рабочей частоты

ПСП – псевдослучайная последовательность

ПЧ – промежуточная частота

САПР – среда автоматизированного проектирования

ФАПЧ – фильтр автоматической подстройки частоты

ФМ – фазовая манипуляция

ЦОС – цифровая обработка сигналов

ЦСП – цифровой сигнальный процессор

ЧМ – частотная манипуляция

ЧФД – частотно-фазовый детектор

Список литературы

1. Айфичер, Э. С. Цифровая обработка сигналов: практический подход, [пер. с англ.] [Текст] / Э. С. Айфичер, Б. У. Джервис; Под ред. А. В. Назаренко. – 2-е издание. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
2. Алексеев, О. В. Автоматизация проектирования радиоэлектронных средств: Учебное пособие для вузов [Текст] / О. В. Алексеев, А. А. Головков, И. Ю. Пивоваров и др.; Под ред. О. В. Алексеева. – М.: Высш. школа, 2000. – 479 с.
3. Антипенский, Р. В. Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств [Текст] / Р. В. Антипенский, А. Г. Фадин. – М.: Техносфера, 2007. – 128 с.
4. АЭК. ПАВ фильтр AE55115H-970 [Электронный ресурс] : ООО «АЭК Дизайн». – URL: http://www.aec-pro.com/download/filter_pdf/RU/AE55115H-970_RU.pdf. – 14.02.2013.
5. Батько, Б. М. Практические рекомендации (от диссертации до аттестационного дела) [Текст] / Б. М. Батько. – 4-е изд., переработанное, дополненное. – М.: СИП РИА, 2002. – 288 с.
6. Беллами, Дж. Цифровая телефония [пер. с англ.] [Текст] / Дж. Беллами; Под ред. А. Н. Берлина, Ю. Н. Чернышова. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
7. Варадан, В. ВЧ МЭМС и их применение [пер. с англ.] [Текст] / В. Варадан, К. Виной, К. Джозе; Под ред. Ю. А. Заболотной. – М.: Техносфера, 2004. – 528 с.
8. Гауси, М. Активные фильтры с переключаемыми конденсаторами [пер. с англ.] [Текст] / М. Гауси, К. Лакер. – М.: Радио и связь, 1986. – 168 с.
9. Голдсмит, А. Беспроводные коммуникации [Текст] / А. Голдсмит. – М.: Техносфера, 2011. – 904 с.
10. Головин, А. Д. Проектирование радиотехнических устройств в среде Advanced Design System: Учеб. пособие [Текст] / А. Д. Головин, О. А. Смирнова,

А. Н. Глотов; Под ред. В.Н. Рождествина. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 44 с.

11. Гольденберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов: Учебное пособие для вузов [Текст] / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – 2-изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990 – 256 с.

12. ГОСТ 2.103-68 Единая система конструкторской документации. Стадии разработки [Текст]. – М.: Стандартинформ, 2007. – 6 с.

13. ГОСТ 23501.101-87 Системы автоматизированного проектирования. Основные положения [Текст]. – М.: Изд-во стандартов, 1988. – 12 с.

14. ГОСТ Р 15.201-2000 Система разработки и постановки продукции на производство. Продукция производственно-технического назначения. Порядок разработки и постановки продукции на производство [Текст]. – М.: Изд-во стандартов, 2001. – 15 с.

15. ГОСТ Р 50-605-80-93 Рекомендации. Система разработки и постановки продукции на производство. Термины и определения [Текст]. – М.: Изд-во стандартов, 1993. – 45 с.

16. Гурарий, М. М. Вычислительный метод расчета фазового шума в автогенераторах [Текст] / М. М. Гурарий, М. М. Жаров, С. Л. Ульянов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2010. Сборник трудов; Под общ. ред. академика А. Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 96-101.

17. Ежков, Ю. А. Справочник по схемотехнике усилителей [Текст] / Ю. А. Ежков. – 2-е изд., переработанное. – М.: ИП РадиоСофт, 2002. – 272 с.

18. Еркин, А. Обзор современных САПР для ПЛИС [Текст] / А. Еркин // Chip News, – № 10-11 (134-135), 2008. – С. 17-29.

19. Ефремов, И. А. A Wireless System of Data Acquisition [Текст] / I. Efremov, S. Mosin // Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), 2010 IEEE Region 8 International Conference on. – Sibir: IEEE, 2010. – P. 306 – 309 (Соискатель – 50 %).

20. Ефремов, И. А., Библиотека компонентов внутрисхемного тестирования смешанных интегральных схем [Текст] / И. А. Ефремов, М. А. Кисляков, С. Г. Мосин // Программные продукты и системы, 2014. – № 1. – С. 187-190 (Соискатель – 20 %).

21. Ефремов, И. А. Исследование влияния параметров АЦП на характеристики SDR систем при помощи САПР ADS [Текст] / И. А. Ефремов // Материалы 51-й Международной научной студенческой конференции «Студент и научно-технический прогресс»: Информационные технологии. – Новосиб. гос. ун-т. Новосибирск, 2013. – С. 133.

22. Ефремов, И. А. Методическое и информационное обеспечение автоматизации проектирования телекоммуникационных устройств на основе программно-контролируемого радио [Текст] / И. А. Ефремов, А. С. Меркутов // Проектирование и технология электронных средств, 2014. – №4 (Соискатель – 85 %).

23. Ефремов, И. А. Моделирование Verilog кода коррекции постоянной составляющей цифрового baseband сигнала при помощи САПР ADS [Текст] / И. А. Ефремов // «Перспективные технологии в средствах передачи информации 2013». Материалы трудов ПТСПИ-2013. – Владимир, 2013, – том 1, – С. 193-196.

24. Ефремов, И. А. Моделирование МШУ при помощи САПР Advanced Design System [Текст] / И. А. Ефремов // 16-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума. – Харьков: ХНУРЭ, 2012. – Т. 3. – С. 69-70.

25. Ефремов, И. А. МЭМС структуры в системах приема радиосигналов [Текст] / И. А. Ефремов // Проблемы разработки перспективных микро- и нано-электронных систем – 2012 (МЭС - 2012). Сборник трудов; Под общ. ред. академика РАН А. Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 668 – 673

26. Ефремов, И. А. Программно-аппаратный комплекс для моделирования и тестирования радиоканалов [Текст] / Е. В. Галичев, И. А. Ефремов, А. С. Меркутов // 14-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума. – Ч.1. – Харьков: ХНУРЭ, 2010. – С. 273 (Соискатель – 30 %).

27. Ефремов, И. А. Проектирование широкополосного SDR приемника [Текст] / И. А. Ефремов // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT-2012): сб. ст. II международной заочной научно-технической конференции. Поволжский гос. ун-т сервиса. – Тольятти: Изд-во ПВГУС, 2012. – Ч. 2 – С. 49-53

28. Ефремов, И. А. Расчёт, проектирование и реализация широкополосного приёмника [Текст] / О. А. Васильев, К. В. Грязнов, И. А. Ефремов // Специальная Техника, 2012. – №2, – С. 48-54 (Соискатель – 35 %).

29. Ефремов, И. А. Синтез VHDL кода цифрового фильтра в САПР MATLAB и его моделирование в САПР ADS [Текст] / И. А. Ефремов // 17-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума. – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – Т. 3. – С. 52-53

30. Ефремов, И. А. Система управления искусственным сердцем [Текст] / И. А. Ефремов // XXIII Международная инновационно-ориентированная конференция молодых ученых и студентов (МИКМУС - 2011): материалы конференции (Москва, 14-17 декабря 2011 г.). – М: Изд-во ИМАШ РАН, 2011. – С. 149.

31. Ефремов, И. А. Система управления искусственным сердцем [Текст] / И. А. Ефремов, А. В. Жданов, В. В. Морозов // Биомедицинская радиоэлектроника. – М.: Радиотехника, 2012. – №6, – С. 4-8. (Соискатель – 40 %).

32. Ефремов, И. А. Цифровая обработка радиосигналов [Текст] / И. А. Ефремов // Materialy VII mezinarodni vedecko – prakticka conference “Vedecky prumysl evrepskeho kontinentu -2011”. Dil 24. Moderni informacni technologie. – Praha: Publishing House “Education and Science” s.r.o, 2011. – 112 stran.

33. Ефремов, И. А. Цифровая обработка сигналов в SDR приемниках [Текст] / И. А. Ефремов // X международная молодёжная научно–техническая конференция «Будущее технической науки»: – Н. Новгород: Нижегородский Государственный Технический Университет им. Р. Е. Алексеева, 2011. – С. 124.

34. Ефремов, И.А. Автоматизация проектирования телекоммуникационных систем на основе программно–определяемого радио [Текст] / И. А. Ефремов // 15-ый Юбилейный Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и

молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума. – Харьков: ХНУРЭ, 2011. – Т. 3. – С. 95 – 96.

35. Ильин, В. Н. Автоматизация схемотехнического проектирования [Текст] / В. Н. Ильин, В. Т. Фролкин, А. И. Бутко и др.; Под ред. В. Н. Ильина. – М.: Радио и связь, 1987. – 368 с.

36. Казеннов, Г. Г. Основы проектирования интегральных схем и систем [Текст] / Г. Г. Казеннов – М.: Бином. Лаборатория знаний, 2005. – 295 с.

37. Кестер, У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов [пер. с англ.] [Текст] / У. Кестер; Под ред. Власенко А. А. – М.: Техносфера, 2010. – 328 с.

38. Курушин, А. А. Моделирование цифровых потоков радиосвязи в среде Ptolemy/ADS [Текст] / А. А. Курушин, А. О. Мельников. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 220 с.

39. Лаврентьев, Б. Ф. Аналоговая и цифровая электроника: Учебное пособие [Текст] / Б. Ф. Лаврентьев // – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2000. – 155 с.

40. Лайнос Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание [пер. с англ.] [Текст] / Р. Лайнос. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

41. Ланцов, В.Н. Метод и алгоритм спектрального анализа входных устройств систем беспроводной связи [Текст] / В. Н. Ланцов, А. С. Меркутов // Информационные технологии, 2005. – № 10. С. 21-26.

42. Лем, Г. Аналоговые и цифровые фильтры [пер. с англ.] [Текст] / Г. Лем. – М.: Мир, 1982. – 592 с.

43. Меркутов, А. С. Автоматизация проектирования телекоммуникационных систем на основе программно-определяемого радио [Текст] / А. С. Меркутов, А. Н. Цислав // Интеллектуальные системы: Труды Девятого международного симпозиума; Под ред. К.А. Пупкова. – М.:РУСАКИ, 2010. – С. 271 – 275

44. Меркутов, А. С. Исследование моделей СВЧ-устройств для методов нелинейного анализа во временной области [Текст] / А. С. Меркутов, А. Н. Цислав // Материалы 2-й между. НТК «Современные информационные сис-

темы. Проблемы и тенденции развития»: Сб. материалов конференции – Харьков: ХНУРЭ, 2007. – С. 392 – 393.

45. Меркутов, А. С. Маршрут автоматизированного проектирования радиоприемных устройств цифровых сигналов [Текст] / А. С. Меркутов. // Известия вузов. Электроника, 2006, – №3. – С. 70-75

46. Меркутов, А. С. Методология автоматизированного проектирования радиоприемных устройств систем цифровой связи [Текст] / А. С. Меркутов // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем - 2005. Сборник научных трудов; Под общ. ред. А. Л. Стемпковского. – М.:ИППМ РАН, 2005. – С. 33-38.

47. Москатов, Е. А. Справочник по полупроводниковым приборам. Издание 2 [Текст] / Е. А. Москатов. – Таганрог. – 219 с.

48. Норенков, И. П. Основы автоматизированного проектирования: Учеб. для вузов [Текст] / И. П. Норенков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 336 с.

49. Норенков, И. П. Основы теории проектирования САПР: Учеб. для вузов по спец. «Вычислительные маш., компл., сист. и сети» [Текст] / И. П. Норенков, В. Б. Маничев. – М.: Высш. шк., 1990. – 335 с.

50. Прокис, Дж. Цифровая связь [пер. с англ.] [Текст] / Дж. Прокис; Под ред. Д. Д. Коловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

51. Резнев, А.А. Тенденции развития МЭМС [Текст] / А. А. Резнев, В. Д. Вернер. – М.: ООО «Амиант», 2010. – 275 с.

52. Руководство пользователя LabVIEW [пер. с англ.] [Текст] / Под ред. С. В. Николаев. – USA: National Instruments Corporation, 2011. – 370 с.

53. Садомовский, А. С. Приёмо-передающие радиоустройства и системы связи: учебное пособие для студентов специальности 21020165 [Текст] / А. С. Садомовский. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 243 с.

54. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] / А. Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.

55. Сигорский, В. П. Автоматизация проектирования в электронике. Вып. 42 [Текст] / В. П. Сигорский; Редкол. : В. П. Сигорский (отв. ред.). – Киев: Техника, 1990. – 135 с.
56. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [пер. с англ.] [Текст] / Б. Скляр. – Изд. 2-е, испр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
57. Скоторенко, И. В. Оценка фазовых шумов синтезатора частот на интегральной схеме НМС704LP4Е [Текст] / И. В. Скоторенко // Доклады ТУСУРа, декабрь 2011. – Часть 1. – № 2 (24). – С. 98-101.
58. Смит, С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников [Текст] / С. Смит. – М.: Додэка XXI, 2008. – 720 с.
59. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра [пер. с англ.] [Текст] / К. Феер; Под ред. В. И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
60. Фомин, Н. И. Радиоприемные устройства [Текст] / Н. И. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др.; Под ред. Н. И. Фомина. – 3-е издание, стереотип. – М.: Горячая линия - Телеком, 2007. – 520 с.
61. Agilent EEsof EDA. Advanced Design System [Electronic resource] : USA: Agilent Technologies Inc. – URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-3326EN.pdf>. – 24.06.2012.
62. Agilent EEsof EDA. Overview on Lange Coupler Design [Electronic resource] : USA: Agilent Technologies Inc. – URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8911EN.pdf>. – 25.01.2013.
63. Agilent N5161A/62A/81A/82A/83A MXG Signal Generators User's Guide [Electronic resource] : USA: Agilent Technologies Inc. – URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/N5180-90006.pdf>. – 27.02.2012.
64. Agilent Technologies. Testing and Troubleshooting Digital RF Communications Receiver Designs. AppNote 1314 [Electronic resource] : USA: Agilent

Technologies Inc. – URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-3579E.pdf>. – 14.10.2012.

65. Agilent. AppNote 1298. Digital Modulation in Communications Systems – An Introduction [Electronic resource] : USA: Agilent Technologies Inc. – URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7160E.pdf>. – 04.11.2011.

66. Alan Ake. Selecting the Optimal Low Noise Amplifier for Your Application [Electronic resource] : USA: Wireless Design & Development. – URL: http://www.skyworksinc.com/downloads/press_room/published_articles/WDD_072012.pdf. – 15.03.2013.

67. Analog Devices. AD6641 250 MHz Bandwidth DPD Observation Receiver [Electronic resource] : Analog Devices. – URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD6641.pdf. – 02.04.2012.

68. Analog Devices. ADF4350 – Wideband Synthesizer with Integrated VCO. Rev. A. [Electronic resource] : Analog Devices. – URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF4350.pdf. – 23.02.2012.

69. Ausin, J. L. High-Selectivity Switched-Capacitor Bandpass Filter with Quasi-Continuous Quality Factor Tunability [Text] / J. L. Ausin, J. F. Duque-Carrillo, G. Torelli, R. Perez-Aloe, E. Sanchez-Sinencio // Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2002. – 33. – P. 117-126.

70. Avago Technologies. MGA-53543 - 50 MHz to 6 GHz High Linear Amplifier [Electronic resource] : Avago Technologies. – URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0455EN>. – 19.03.2012.

71. Avago Technologies. MGA-62563- Current-Adjustable, Low Noise Amplifier [Electronic resource] : Avago Technologies. – URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1237EN>. – 19.03.2012.

72. Bagheri, R. Architecture and Clock Programmable Baseband of an 800 MHz-6 GHz Software-Defined Wireless Receiver [Text] / R. Bagheri, A. Mirzaei, S. Chehrazai, A. A. Abidi // 20th International Conference on VLSI Design (VLSID'07), 2007. – 6 P.

73. Bener, K. Impact of System Parameters on DECT Receiver Performance [Text] / K. Bener, A. L. Scholtz. – Wien: Siemens, 1998. – 77 P.
74. Bollati, G.. An Eighth-Order CMOS Low-Pass Filter with 30-120 MHz Tuning Range and Programmable Boost [Text] / G. Bollati, S. Marchese, M. Demicheli, and R. Castello // IEEE JSSC, July 2001. – vol. 36. – no.7. – P. 1056-1066.
75. Brock, D. K. Superconductor Digital RF Development for Software Radio [Text] / D. K. Brock, O. A. Mukhanov, J. Rosa // IEEE Communications Magazine, February 2001. – P. 174-179
76. Buracchini, E. The Software Radio Concept [Text] / E. Buracchini // IEEE Communications Magazine, September 2000. – P. 138-143.
77. Burns, Paul. Software defined radio for 3G [Text] / Paul Burns. – Artech House mobile communications series, 2002. – 300 P.
78. Cadence [Electronic resource] : Cadence. – URL: <http://www.cadence.com>. – 10.09.2013.
79. Cahill, M. T. A Channel Access Protocol for Tactical IP Networks using Software Defined VHF Radios [Text] / M. T. Cahill, W. E. Glase // IEEE, 2002. – 6 P.
80. Chen, Kwang-Cheng. A Programmable Architecture for OFDM-CDMA [Text] / Kwang-Cheng Chen, Shan-Tsung Wu // IEEE Communications Magazine, 1999. – P. 76-82.
81. Chester, D. B. Digital IF Filter Technology for 3G Systems: An Introduction D. B. Chester [Text] // IEEE Communications Magazine, February 1999. – P. 102-107.
82. Colebrook, F. M. Homodyne, Wireless World and Radio Review [Text] / F. M. Colebrook // No. 13, 1924, – P. 774.
83. CST [Electronic resource] : Computer Simulation Technology. – URL: <https://www.cst.com>. – 16.09.2013.
84. Cummings M. FPGA in the Software Radio [Text] / M. Cummings, Sh. Haruyama. // IEEE Communications Magazine, February 1999. – P. 108-112.

85. Doicaru, E. CMOS Gm-C State-Space 1MHz Low-Pass Active Filter [Text] / E. Doicaru, A. A. Dan-Ovidiu // WSEAS TRANSACTIONS on ELECTRONICS, December 2007. – Issue 12. – Volume 4. – P. 268-276.
86. Elliott, R. Brown. RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits [Text] / R. Brown Elliott // IEEE transactions on microwave theory and techniques, 1998. – Vol. 46. – No. 11. – P. 1868–1880.
87. Ess D. V. AN2168. PSoC® 1 Understanding Switched Capacitor Filters. Document No. 001-43151 Rev. *B [Electronic resource] : Cypress MicroSystems. – URL: <http://www.cypress.com/?docID=32169>. – 16.05.2013.
88. Fernandez-Duran, A. Zero-IF Receiver Architecture for Multistandard Compatible Radio Systems: Girafe Project [Text] / A. Fernandez-Duran. // IEEE Vehicular Technology Conference, , May 1996. – Vol. 2. – P. 1052-1056.
89. Forouzan, B. A. Data communications and networking - 4th ed. [Text] / B. A. Forouzan. – McGraw-Hill Forouzan networking series, 2007. – 1171 P.
90. Fuqin, Xiong. Digital Modulation Techniques Second Edition [Text] / Xiong Fuqin. – Norwood: Artech House, Inc., 2006, – 1039 P.
91. Godbole, B. B. Design of Reconfigurable Radios for Multimedia Communications [Text] / B. B. Godbole, S. K. Bodhe, D. S. Aldar // IEEE: International Conference on Computational Intelligence and Multimedia Applications, 2007. – P. 257-261.
92. Guo, J. Design of a microstrip balanced mixer for satellite communication J. Guo, Z. Xu, C. Qian, W. Dou [Text]// Progress In Electromagnetics Research, 2011. – Vol. 115. – P. 289-301.
93. HDSDR [Electronic resource] : High Definition Software Defined Radio. – URL: <http://www.hdsdr.de>. – 05.04.2013.
94. Hittite Microwave. HMC545 - GaAs MMIC SPDT Switch, DC - 3 GHz [Electronic resource] : Hittite Microwave Corp. – URL: http://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc545.pdf. – 23.04.2012.
95. Hittite Microwave. HMC624LP4 / 624LP4E - 0.5 dB LSB GaAs MMIC 6-bit digital attenuator, DC-6 GHz [Electronic resource] : Hittite Microwave Corp. –

URL: http://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc624lp4.pdf. –
24.04.2012.

96. Hostetler, Daniel. Adaptive Power Management in Software Radios using Resolution Adaptive Analog to Digital Converters [Text] / Daniel Hostetler, Yuan Xie // IEEE, 2005. – 6 P.

97. Hüseyin, Arslan. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems [Text] / Arslan Hüseyin. – Netherlands: Springer, 2007. – 476 P.

98. Hwei, P. Hsu. Theory and problem of analog and digital communications. Second edition [Text] / P. Hsu Hwei. – USA: McGraw-Hill Companies, 2003. – 238 P.

99. Ishida, H. A Design of Tunable UWB filters [Text] / H. Ishida, K. Araki // IEEE International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Kyoto, Japan, May 2004. – P. 424-428.

100. Jeffrey, L. Hilbert. RF-MEMS for Wireless Communications [Text] / L. Hilbert Jeffrey // IEEE Communications Magazine, 2008. – No. 8. – P. 68-74.

101. John, Bard. Software defined radio: the software communications architecture [Text] / Bard John, J. Kovarik Jr. Vincent. – USA: John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 464 P.

102. Kenington, P. B. Linearized Transmitters: An Enabling Technology for Software Defined Radio [Text] / P. B. Kenington // IEEE Communications Magazine, Feb., 2002. – P. 156-162.

103. Kenington, P. B. RF and baseband techniques for software defined radio [Text] / P. B. Kenington. – USA: Artech House mobile communications series, 2005. – 352 P.

104. Kester, Walt. High speed sampling and high speed ADCs (Section 4 of the Data Conversion Handbook) [Text] / Walt Kester. – USA: Analog Devices, 2005. – 50 P.

105. Laddomada, M. A PC-Based Software Receiver Using a Novel Front-End Technology [Text] / M. Laddomada, F. Daneshgaran, M. Mondin, R. M. Hickling // IEEE Communications Magazine, 2001. – P. 136-145.

106. Langton, C. All about modulation. Basic concepts, Signal Space, Constellations and Phase Shift Keying modulations (PSK, QPSK, OQPSK, M-PSK, $\pi/4$ -QPSK, MSK, and GMSK) [Electronic resource] : C. Langton. – URL: http://people.seas.harvard.edu/~jones/cscie129/papers/modulation_1.pdf. – 29.10.2011.
107. Linear Technology Corp. LTC2165/LTC2164/LTC2163 16-Bit, 125/105/80 Msps Low Power ADCs [Electronic resource] : USA: Linear Technology Corp. – URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/216543f.pdf>. – 13.05.2012.
108. Liu, A. Q. RF MEMS Switches and Integrated Switching Circuits [Text] / A. Q. Liu, A. B. Yu, M. F. Karim, M. Tang // Journal of semiconductor technology and science, 2007. – Vol. 7. – No. 3. – P. 166-176.
109. Llamas, M. A. Capacitive and Resistive RF-MEMS switches 2.5D & 3D Electromagnetic and Circuit Modelling [Text] / M. A. Llamas, D. Girbau, E. Pausas, L. Pradell, S. Aouba, C. Villeneuve, V. Puyal, P. Pons, R. Plana, S. Colpo, F. Giacomozzi // Proceedings of the 2009 Spanish Conference on Electron Devices (Santiago de Compostela, Feb 11-13, 2009). SdC, 2009. – P. 451-454.
110. Loke, A. Direct Conversion Radio for Digital Mobile Phones Design Issues, Status, and Trends [Text] / A. Loke, F. Ali // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, November 2002. – Vol. 50. – No. 11. – P. 2422-2435.
111. Lundberg, K. H. Analog-to-Digital Converter Testing [Electronic resource] : Kent Lundberg. – URL: http://web.mit.edu/klund/www/papers/UNP_A2Dtest.pdf. – 24.04.2013.
112. Makoto, Mita. An equivalent-circuit model for MEMS electrostatic actuator using open-source software Qucs [Text] / Mita Makoto, Toshiyoshi Hiroshi // IEICE Electronics Express, 2009. – Vol. 6. – No. 5. – P. 256–263.
113. Markell, R. Take the Mystery Out of the Switched-Capacitor Filter [Electronic resource] : Linear Technology. – URL: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an40f.pdf>. – 23.01.2013.
114. Matlab. The Language of technical computing [Electronic resource] : The MathWorks. – URL: <http://www.mathworks.com/products/matlab>. – 02.03.2012.

115. Mentor Graphics. ModelSim [Electronic resource] : Mentor Graphics Corp. – URL: <http://www.mentor.com/products/fv/modelsim>. – 25.02.2012.
116. Microwave Office. AWR Visual System Simulator, White Paper [Electronic resource] : USA: AWR Corp. – URL: http://www.acesolution.com.tw/en/download_files/products/awr/Hardware-in-the-Loop-White-Paper.pdf. – 12.05.2013.
117. Millhaem, M. Software-defined radio: The next wave in RF test instrumentation? [Electronic resource] : USA: Keithley Instruments, Inc. – URL: <http://www.microwavejournal.com/2008/DownloadablePDFs/SoftwareDefinedWP.pdf>. – 21.08.2012.
118. Mini-Circuits. ADE-42MH+, ADE-42MH. Surface mount Frequency Mixer [Electronic resource] : Mini-Circuits Inc. – URL: <http://www.minicircuits.com/pdfs/ADE-42MH.pdf>. – 03.06.2012.
119. Mini-Circuits. LFCN-120+, LFCN-120 – Ceramic Low Pass Filter (Rev. G) [Electronic resource] : Mini-Circuits Inc. – URL: <http://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-120.pdf>. – 08.09.2012.
120. Mini-Circuits. SYM-30DLHW+, SYM-30DLHW – Surface mount Frequency Mixer (Rev. C) [Electronic resource] : Mini-Circuits Inc. – URL: <http://www.minicircuits.com/pdfs/SYM-30DLHW.pdf>. – 04.06.2012.
121. Nakajima, N. Research and Developments of Software-Defined Radio Technologies in Japan [Text] / N. Nakajima, R. Kohno, S. Kubota // IEEE Communications Magazine, August 2001. – P. 146-155.
122. Petruzzellis, Tom. 22 Radio Receiver Projects for the Evil Genius [Text] / Tom Petruzzellis. – USA: The McGraw-Hill Companies, Inc., 2008. – 299 P.
123. Pozar, David M. Microwave engineering. [Text] / David M. Pozar. – 2-nd edition. – Canada: John Wiley & Sons, 1998. – 736 P.
124. R. A. Wood [Electronic resource] : R. A. Wood Associates. – URL: <http://www.rawood.com>. – 24.09.2013.
125. Ramacher, U. Software-Defined Radio Prospects for Multistandard Mobile Phones [Text] / U. Ramacher // IEEE Computer Society, 2007. – P. 62-69.

126. Razavi, B. Design Considerations for Direct Conversion Receivers [Text] / B. Razavi // IEEE Trans. on Circuits and Systems II, June 1997. – Vol. 44. – P. 428-435.
127. Reed, Jeffrey H. Software radio: a modern approach to radio engineering [Text] / Jeffrey H. Reed. – New Jersey: Prentice Hall PTR, 2002. – 589 P.
128. Rohde, Ulrich L. Digital PLL frequency synthesizers [Text] / Ulrich L. Rohde. – USA: Prentice-Hall, Inc., 1983. – 494 P.
129. Rosu I. RF Mixers [Electronic resource] : YO3DAC / VA3IUL. – URL: <http://www.qsl.net/va3iul>. – 15.12.2012.
130. Salkintzis, A. K. ADC and DSP Challenges in the Development of Software Radio Base Stations [Text] / A. K. Salkintzis, H. Nie, M. P. Takis // IEEE Personal Communications, August 1999. – P. 47-55.
131. Scott, K. Arfin. Dynamic-Range Analysis and Maximization of Micropower Gm–C Bandpass Filters by Adaptive Biasing [Text] / K. Arfin Scott, Mandal Soumyajit, Rahul Sarpeshkar // IEEE, 2009. –P. 2954-2957.
132. Seskar, I. Software-Defined Radio Architectures for Interference Cancellation in DS-CDMA Systems [Text] / I. Seskar, N. B. Mandayam // IEEE Personal Communications, 1999. – P. 26-34.
133. Software Radio Laboratory LLC Wiki [Electronic resource] : Quick Silver. – URL: <http://qs1r.wikispaces.com>. – 05.03.2012.
134. Sonnet Software [Electronic resource] : Sonnet. – URL: <http://www.sonnetsoftware.com>. – 05.09.2013.
135. Synergy. DCMO190410-5 - Voltage controlled oscillator surface mount model [Electronic resource] : Synergy Microwave Corp. – URL: <http://www.synergymw.com/products/1/ds/DCMO190410-5.pdf>. – 04.11.2012.
136. Sze, S. M. Physics of semiconductor devices [Text] / S. M. Sze, K. K. Ng. – 3-rd edition. – USA: John Wiley & Sons, Inc., 2007. – 764 P.
137. Tahir, F. A. Equivalent electrical circuit for designing MEMS-controlled reflectarray phase shifters [Text] / F. A. Tahir, H. Aubert, E. Girard // Progress In Electromagnetics Research, 2010. – PIER–100. – P. 1–12.

138. Texas Instruments (ChipCon). CC2510/CC2511 User Manual [Electronic resource] : Texas Instruments. – URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2510f32.pdf>. – 17.04.2012.
139. Texas Instruments. LMF100 High Performance Dual Switched Capacitor Filter [Electronic resource] : National Semiconductor. – URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmf100.pdf>. – 16.05.2013.
140. The System Designer's Filter Compendium. AppNote 40 [Electronic resource] : Linear Technology. – URL: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an40f.pdf>. – 13.05.2013.
141. Tien-Yu, Lo. 1V CMOS Gm-C Filters Design and Applications [Text] / Lo. Tien-Yu, Hung Chung-Chih. – London: Springer Science, 2009. – 169 P.
142. Tony, J. Roupael. RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radio. A Multi-Standard Multi-Mode Approach [Text] / Roupael J. Tony. – USA: Elsevier Inc., 2009. – 396 P.
143. TriQuint Semiconductor. Part Number 856738: 2140 MHz SAW Filter [Electronic resource] : TriQuint Semiconductor Inc. – URL: <http://www.triquint.com/products/d/DOC-A-00000641>. – 21.03.2013.
144. Tuttlebee, W. H. W. Software Defined Radio-Enabling Technologies [Text] / W. H. W. Tuttlebee. – New York: John Wiley & Sons. – Chapter 4.
145. Tuttlebee, W. H. W. Software Radio Technology: A European Perspective [Text] / W. H. W. Tuttlebee // IEEE Communications Magazine, February 1999. – P. 118-123.
146. Tuttlebee, W. H. W. Software-Defined Radio: Facets of a Developing Technology [Text] / W. H. W. Tuttlebee // IEEE Personal Communications, April 1999. – P. 38-44.
147. Walden, R. H. Analog-to-digital converter survey and analysis [Text] / R. H. Walden // IEEE Journal on Selected Areas in Communication, April 1999. – P. 539-550.

148. Wiesler, A. A Software Radio for Second- and Third-Generation Mobile Systems [Text] / A. Wiesler, F. K. Jondral // IEEE Trans. on Vehicular Technology, July 2002. – Vol. 51. – No. 4. – P. 738-748.

149. Wing, Choi Yu. A 70MHz CMOS Gm-C Bandpass Filter with Automatic Tuning [Text] / Choi Yu Wing. – Hong Kong: Department of Electrical and Electronic Engineering, 1999. – 133 P.

150. Yu, Yuan-Wei. A High Isolation Series-Shunt RF MEMS Switch [Text] / Yuan-Wei Yu, Jian Zhu, Shi-Xing Jia, Yi Shi // Sensors, 2009. – No. 9. – P. 4455-4464.

151. Zhigang, L. A Multi-standard SDR Base Band Platform [Text] / L. Zhigang, L. Wei, Zh. Yan, G. Wei // International Conference on Computer Networks and Mobile Computing, 2003. – 4 P.

Приложение А

В данном приложении представлены акты внедрения результатов диссертационной работы (рисунок А1-А3).



Рисунок А1 – Акт внедрения (Кафедра ВТ, ВлГУ)



«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор
 ООО НПФ «Радиосервис»,
 кандидат технических наук
О. А. Васильев
 « 04 » июня 2013 года

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Ефремова И. А.
 «Математическое и методическое обеспечение САПР устройств приема и
 обработки радиосигналов на основе программно-контролируемого радио».

Комиссия в составе:

Председатель: к. т. н. Васильев О. В.,

Члены комиссии: Грязнов К. В., Моисеев С. А.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы аспиранта Владимирского государственного университета имени А. Г. и Н. Г. Столетовых Ефремова Ивана Андреевича в виде маршрута проектирования телекоммуникационных устройств приема и обработки сигналов на основе программно-контролируемого радио, моделей исследования ПКР-приемников, моделей тестирования трактов радиоприемного устройства, моделей, алгоритмов и программных модулей цифровой обработки сигналов использовались при проектировании и разработке поискового анализатора спектра SpectrumJet.

Новизна внедренных разработок состоит в применении единого маршрута проектирования ПКР-приемников, моделей современных высокотехнологичных компонентов и комбинированном моделировании аналого-цифровых систем, что позволяет повысить эффективность проектирования устройств приема и обработки радиосигналов.

Председатель комиссии:

к. т. н. Васильев О. А.

Члены комиссии:

Грязнов К. В.

Моисеев С. А.

“УТВЕРЖДАЮ”



Генеральный директор

ООО «Гранит»

В. Г. Алексеев

« 16 » июня 2013 г.

А К Т

внедрения результатов диссертационной работы Ефремова И. А.
«Математическое и методическое обеспечение САПР устройств приема и
обработки радиосигналов на основе программно-контролируемого радио».

Комиссия в составе:

Председатель: Алексеев В. Г.,

Члены комиссии: Воскобойник А. А., Афонин А. Ю.

составили настоящий акт составлен в том, что результаты диссертационной работы аспиранта Владимирского государственного университета имени А. Г. и Н. Г. Столетовых Ефремова Ивана Андреевича в виде моделей аналоговых трактов радиоприемных и радиоретрансляционных устройств, моделей, алгоритмов и программных модулей цифровой обработки сигналов, маршрутов проектирования радиоприемных устройств использовались при проектировании и разработке системы контроля радиотехнической безопасности и радиоэлектронного противодействия «Гранит-М».

Новизна внедренных разработок состоит в применении маршрута проектирования радиоприемных устройств и смешанном моделировании аналогово-цифровых систем.

Председатель комиссии:

Алексеев В. Г.

Члены комиссии:

Воскобойник А. А.

Афонин А. Ю.