

*На правах рукописи*



ЕГОРОВ ИВАН ВИКТОРОВИЧ

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ  
КОНСТРУКЦИИ, МЕТОДОВ ЕЁ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ  
ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ПАКЕТНОГО ОБМЕНА В  
ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ РАДИОСЕТИ**

Специальность

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2022 г.

Работа выполнена в ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)» на кафедре Радиотехнических систем.

**Научный руководитель:** **Гайворонский Дмитрий Вячеславович**  
кандидат технических наук, доцент, доцент  
кафедры Радиотехнических систем

**Официальные оппоненты:** **Синицын Евгений Александрович**  
доктор технических наук, профессор, зам.  
начальника научно-технического центра по  
НИР АО «Челябинский радиозавод «Полёт»,  
г. Челябинск

**Жестерев Александр Евгеньевич**  
кандидат технических наук, начальник отдела  
перспективных исследований АО  
«Российский институт радионавигации и  
времени» (АО «РИРВ»), г. Санкт-Петербург

**Ведущая организация:** Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Вектор» (АО «НИИ «Вектор»), г. Санкт-Петербург

Защита состоится «21» декабря 2022 г. в 14.00 часов на заседании диссертационного совета 24.2.387.01 при ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)» по адресу: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, дом 5, литера Ф.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВО СПбГЭТУ «ЛЭТИ» и на сайте университета [www.etu.ru](http://www.etu.ru) в разделе «Подготовка кадров высшей квалификации» - «Объявление о защитах докторских и кандидатских диссертаций».

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные печатью, просим направлять по адресу: 197022, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5, литера Ф.

Автореферат разослан «20» октября 2022 г.

**Ученый секретарь**  
диссертационного совета 24.2.387.01



**Шевченко М. Е.**

## Общая характеристика работы

В настоящее время широкое распространение получили системы связи, использующие технологию фазоманипулированных шумоподобных сигналов при передаче данных: спутниковая система навигации ГЛОНАСС, стандарт сотовой связи CDMA IS-95, физический уровень стандарта IEEE 802.15.4 и другие. Приемные тракты данных систем строятся на принципе синхронного детектирования данных. Физическая и логическая организация предусматривает наличие дополнительных механизмов, упрощающих синхронизацию: передача известных преамбул, наличие дополнительного канала синхронизации. Используемые сигнально-кодовые конструкции (далее СКК) данных систем построены с учетом выбранных механизмов синхронизации.

Следует отметить, что решением теоретических и практических вопросов синхронизации систем радиосвязи посвящены работы отечественных и зарубежных учёных: А.И. Алексеева, В.И. Борисова, Н.Е. Быстрова, Д.В. Чеботарева, В.Е. Гантмахера, Л.Е. Варакина, Р.К. Диксона, С.В. Журавлева, В.П. Ипатова, Ю.М. Казаринова, В.В. Лосева, Е.Б. Бродской, В.И. Коржика, Е.Г. Момота, В.Б. Пестрякова, Дж. Прокиса, Б. Скляр, И.М. Теплякова, А.И. Фалько, С.И. Бондарева, А.И. Фомина, К. Феера, В.А. Чердынцева, Дж.Дж. Стифлера, М.К. Simon, R.V. Ward и др.

При реализации пакетного обмена в децентрализованной радиосети необходима разработка дополнительных синхронизационных механизмов, способных эффективно решить проблему уязвимости из-за наличия детерминированных преамбул: перекрытие пакетов в плотной (имеющей большое кол-во абонентов в одной зоне радиовидимости) сети ячеистого типа.

Поиск совокупности наилучшей СКК и методов ее обработки, обеспечивающих декодирование как отдельных символов, так и блоков данных, является на сегодняшний день одной из актуальных проблем, требующих научно-технического решения.

Разработка сигнально-кодовой конструкции, методов ее формирования и обработки проводилась с учетом дальнейшего использования при обмене небольшими пакетами в децентрализованной радиосети ячеистого типа. Рассмотрение функционирования радиосети выходит за рамки работы, приведем только сформулированные основные требования, следующие из необходимых характеристик радиосети.

СКК и методы ее обработки должны обеспечивать:

- 1) Обмен короткими (до 256 бит данных) пакетами данных с любым абонентом в зоне радиовидимости (общий служебный канал, используемый для передачи небольших объемов данных и служебной информации, необходимой для регистрации абонента, маршрутизации и других сервисов радиосети).

- 2) Возможность создания каналов передачи между удаленными абонентами путем ретрансляции пакетов данных (каналов передачи больших объемов данных, работа которых должна происходить в одном частотном диапазоне одновременно со служебным каналом).

### 3) Функционирование без выделенного канала синхронизации.

На основании вышеизложенного, **целью** исследования были разработка СКК для обмена короткими сообщениями, анализ методов формирования СКК на передающей и обработки СКК на приемной сторонах.

Для достижения цели решались следующие **задачи**:

- анализировались текущее состояние, тенденции развития каналов связи со схожими СКК, используемые методы их обработки;
- разрабатывались и исследовались научно-обоснованные решения по структуре СКК, методам ее формирования и обработки;
- оценивались качественные и количественные характеристики канала радиосвязи, построенного на основе разработанной СКК с применением предлагаемого метода ее обработки.

**Объектом** исследования являлась разработанная СКК и методы ее обработки.

**Предметом** исследования являлись:

- метод временной синхронизации для предлагаемой СКК;
- метод пакетной синхронизации для предлагаемой СКК;
- метод помехоустойчивого кодирования для предлагаемой СКК;
- теоретическая модель оценки потерь, возникающих вследствие применяемых методов обработки;
- характеристики канала радиосвязи, построенного на основе разработанной СКК с применением предлагаемых методов ее обработки.

**Научная новизна** результатов исследования состоит в следующем:

- предложены СКК и методы ее обработки, уменьшающие избыточность при передаче пакетов;
- получены аналитические выражения и дана качественная оценка основным показателям, описывающим предлагаемые методы обработки СКК;
- предложен метод пакетной синхронизации с использованием помехоустойчивой синхронизационной последовательности, распределенной по блоку данных;
- предложен метод комплексного декодирования, при котором априорно восстановленная синхронизационная последовательность используется для повышения вероятности правильного декодирования.

**Теоретическая значимость** заключается в том, что научные результаты работы могут внести вклад в теоретическое обоснование методов асинхронного приема сигналов с целью повышения спектральной эффективности и помехозащищенности радиосистем передачи дискретной информации.

**Практическая значимость** состоит в предложенном методе обработки СКК, который может быть использован для создания радиомодемов, ориентированных на обмен короткими сообщениями. Метод может быть также применен на этапе быстрой синхронизации начальной фазы и частоты перед переключением в режим слежения для синхронного приема с целью повышения пропускной способности без потери помехоустойчивости. Благодаря тому, что синхронизация вырабатывается по пикам корреляции,

соответствующим битам данных, возможно задание искусственного дрожания частоты чипов на передатчике и дополнение псевдослучайной последовательности (далее ПСП) одним или несколькими случайными чипами, что усложнит несанкционированное обнаружение и детектирование передаваемого сигнала.

Результаты работы были использованы при разработке радиомодема предприятием НПК ООО «АТРИ» (г. Санкт-Петербург) в ходе НИОКР по модернизации системы внутриобъектового контроля личного состава и нестационарного оборудования морского объекта.

В работе использованы **методы** спектрального и математического анализа, теории сигналов, статистической радиотехники, теории передачи дискретных сообщений и цифровой обработки сигналов, имитационное моделирование в среде MATLAB с использованием разработанных автором программ.

#### **Положения, выносимые на защиту:**

1) Использование предложенной сигнально-кодовой конструкции и методов её обработки позволяет снизить коэффициент пакетных ошибок для низких значений отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума (коэффициент пакетных ошибок — процент непринятых относительно общего количества переданных пакетов).

2) Совместное применение предложенных методов пакетной синхронизации и помехоустойчивого кодирования позволяет сократить количество итераций и снизить вероятности битовых ошибок при декодировании.

3) Разработанная модель позволяет оценить влияние разницы частот приемника и передатчика, длины и структуры псевдослучайных последовательностей на качественные показатели приемника.

**Достоверность и обоснованность** результатов работы подтверждается корректным применением методов теории систем передачи дискретных сообщений, согласованностью аналитических результатов с результатами моделирования.

Основные результаты работы **апробировались** на всероссийских и международных конференциях: 12-ой Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2016» (Севастополь, 2016 г.); 72-ой Всероссийской научно-технической конференции, посвященной Дню радио (Санкт-Петербург, 2017 г.); 14-ой Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2018» (Севастополь, 2018 г.); XXVII Всероссийской межведомственной военно-научной конференции «Развитие теории и практики применения войсковой ПВО Вооруженных Сил Российской Федерации в современных условиях» (Смоленск, 2019 г.); Конференции молодых исследователей России по электротехнике и электронике IEEE 2020 ElConRus (Санкт-Петербург, 2020 г.).

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано десять работ, две из которых в изданиях, рекомендованных ВАК Минобрнауки России. Получен один патент на изобретение. Семь работ в материалах и трудах международных и всероссийских конференций.

Диссертация состоит из введения, 4 глав и заключения. Общий объем работы составляет 98 страниц текста, включая 51 рисунок, 3 таблицы, список использованных источников — 61 наименование.

### **Содержание работы**

**В первой главе** рассмотрены основные методы формирования и свойства шумоподобных сигналов. Рассмотрены основные методы расширения спектра: линейно-частотная модуляция, псевдослучайная перестройка рабочей частоты, расширение спектра методом прямой последовательности (прямое расширение спектра), при котором каждый информационный символ заменяется ПСП. Проведен их сравнительный анализ, на основе которого выбран метод прямого расширения спектра.

Наибольшую практическую ценность в данном применении представляет угловая модуляция (ФМ, ЧМ), т.к. одно из преимуществ широкополосности состоит в рассредоточении энергии сигнала по временному отрезку значительной протяженности, позволяющем снизить пик-фактор сигнала до уровня равного единице.

Рассмотрены основные виды фазовой модуляции при генерации широкополосных сигналов с прямым расширением спектра: бинарная фазовая манипуляция (ФМ-2), квадратурная фазовая манипуляция (ФМ-4), относительная фазовая манипуляция (ОФМ-2), квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (СФМ-4). На основе проведенного анализа сделан обоснованный выбор сигнально-кодовой конструкции для реализации поставленной задачи.

**Во второй главе** рассмотрено современное состояние и тенденции развития систем связи с использованием фазоманипулированных шумоподобных сигналов. Сделан краткий обзор спутниковой системы ГЛОНАСС, стандарта сотовой связи CDMA IS-95, физического уровня стандарта IEEE 802.15.4, реализующего обмен короткими сообщениями без предварительного установления соединения.

Используемые в рассмотренных системах радиосвязи способы синхронизации предполагают либо наличие выделенного канала синхронизации (противоречит концепции сети ячеистого типа), либо пакетные преамбулы (высокий коэффициент пакетных ошибок для малых отношений сигнал/шум, что характерно для плотных сетей ячеистого типа).

В предлагаемой к исследованию системе используется некогерентное детектирование совокупности фазомодулированных (ФМ-2) элементарных чипов (элементов ПСП) с приемом символа по пику автокорреляционной функции (АКФ) (комплексной огибающей сигнала) соответствующей символу ПСП.

В третьей главе подробно описаны структура СКК, методы ее формирования и обработки, а также проведено исследование характеристик и границ применимости для предложенной СКК и используемого метода ее приема.

Для разъяснения принципов формирования предложенной СКК и метода асинхронной демодуляции данных рассмотрена ситуация синхронной работы передатчика и приемника, дана оценка влияния рассогласования шкал времени и разницы частот приемника и передатчика и проведен анализ характеристик канала, построенного на основе предложенной СКК.

Для визуализации сигналов и наглядности пояснений было проведено моделирование в среде MATLAB, для чего выбраны конкретные параметры: длина ПСП 31, чиповая частота 51,5 Гц, несущая – 800 Гц. В последующих параграфах анализ с выявлением границ применимости проведен для общего случая.

На рисунке 1 приведена упрощенная схема передатчика для пояснения принципов формирования предложенной СКК:

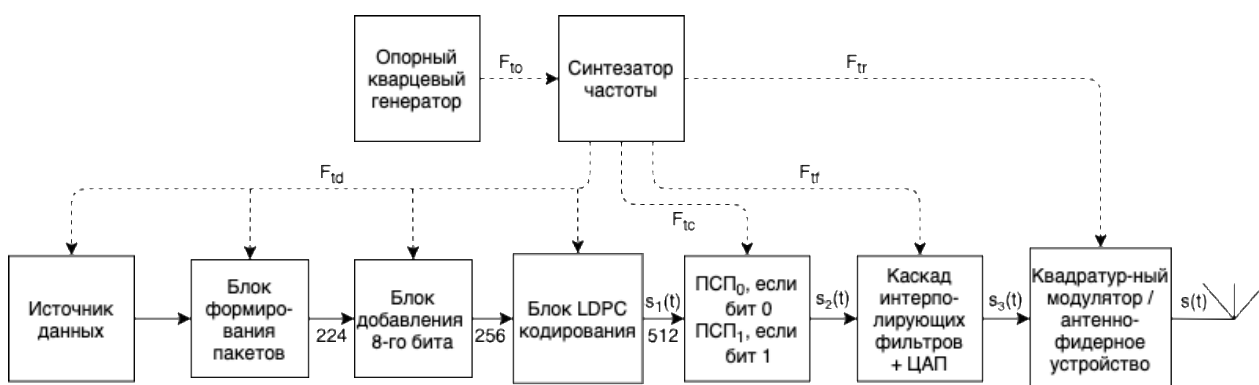


Рисунок 1 — Структурная схема передатчика

Информационная последовательность представляет собой битовый поток с частотой  $F_{td}$ .

Битовый поток разбивается на пакеты, размером по 224 бита. В массив добавляются биты пакетной синхронизации следующим образом: между каждыми семью битами данных вставляется соответствующий по индексу бит 31-элементной псевдослучайной  $M$ -последовательности (ПСП<sub>c</sub>).

$$[\text{Данные}[0..6]] [\text{ПСП}_c[0]] [\text{Данные}[7:13]] [\text{ПСП}_c[1]] \dots$$

В результате формируется массив данных размером 255 бит, который дополняется одним битом до размера 256 бит для удобства процедур кодирования/декодирования.

Получившийся пакет поступает на блок LDPC кодера (*Low Density Parity Check Code* - код малой плотности проверок на чётность) с кодовой скоростью 1/2. В выходном пакете размером 512 бит контрольные биты размещаются в первой половине пакета, а биты данных — во второй.

В передатчике шумоподобный сигнал формируется заменой бита данных ноль или один, поступающих с частотой  $F_{td}$  ( $s_1(t)$ ), на соответствующую псевдослучайную последовательность ноля (ПСП<sub>0</sub>) или

единицы (ПСП<sub>1</sub>) (одинаковой длины), где каждый бит ПСП изменяется с частотой  $F_{tc}$ , а длительность ПСП равна длительности входного бита данных.

Таким образом, сигнал  $s_2(t)$  представляет собой смесь последовательно расположенных ПСП<sub>0</sub> и ПСП<sub>1</sub>, чиповая частота которых  $F_{tc} = N \cdot F_{td}$ , где  $N$  — длина ПСП.

Следующим блоком выступает каскад интерполирующих фильтров, осуществляющих сглаживание фронтов сигнала: при этом спектр сигнала ограничивается основным лепестком, боковые лепестки спектра ослабляются до уровня  $-70$  дБ.

С выхода каскада интерполирующих фильтров сигнал подается на вход цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Аналоговый сигнал  $s_3(t)$  с выхода ЦАП подается на входы I и Q квадратурного модулятора, осуществляющего перенос на несущую частоту ( $I = Q$ ). С выхода модулятора модулированный по фазе сигнал  $s(t)$  на несущей частоте  $F_{tr}$  подается на антенну.

На рисунке 2 приведена упрощенная схема приемника, поясняющая предлагаемый метода обработки СКК.

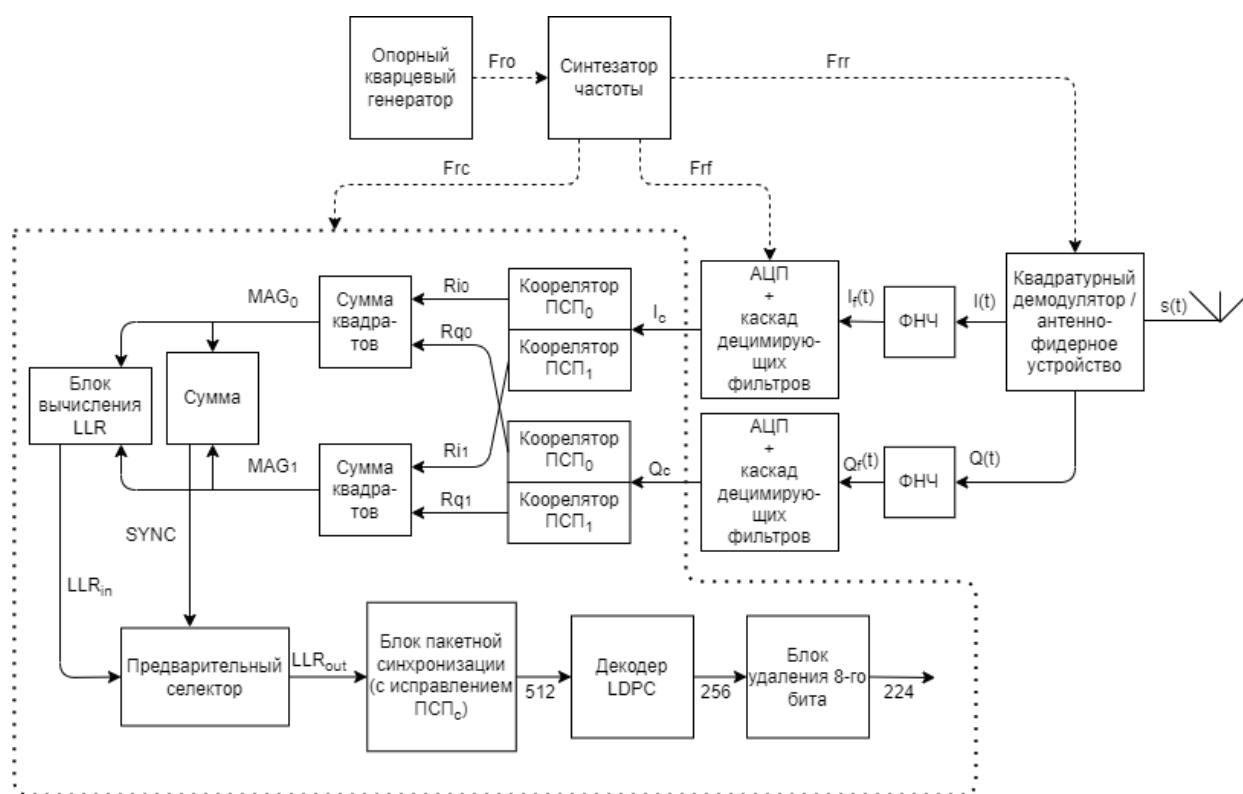


Рисунок 2 – структурная схема приемника

После прохождения через среду передачи сигнал  $s(t)$  поступает на приемную антенну, затем, через полосовой фильтр, на малошумящий усилитель с обратной связью от системы регулировки усиления.

Усиленный сигнал поступает на квадратурный демодулятор, настроенный на частоту  $F_{rr}$ , равную частоте модулятора на передатчике. На выходе демодулятора имеются две составляющие (синфазная  $I(t)$  и



квадратурная  $Q(t)$ ) комплексной огибающей на нулевой и удвоенной частотах.

Синфазная и квадратурная составляющие с помощью фильтров нижних частот отфильтровываются от удвоенной частоты несущей ( $2 \cdot F_{rr}$ ) и подаются на два аналого-цифровых преобразователя (АЦП), оцифровывающих сигнал с превышением по частоте относительно полосы сигнала.

С выходов АЦП синфазного и квадратурного каналов сигналы подаются на каскады децимирующих фильтров, осуществляющих дополнительную низкочастотную фильтрацию, повышение разрядности сигналов и согласованную (с учетом формирующих сигнал на стороне передатчика соответствующих интерполяторов) фильтрацию.

Отсчеты синфазной  $I_c$  и квадратурной  $Q_c$  составляющих с частотой  $F_{rc}$  поступают на четыре параллельно работающих коррелятора: коррелятор ПСП<sub>0</sub> для  $I_c$  с выходом  $R_{i0}$ , ПСП<sub>0</sub> для  $Q_c$  с выходом  $R_{q0}$ , ПСП<sub>1</sub> для  $I_c$  с выходом  $R_{i1}$  и ПСП<sub>1</sub> для  $Q_c$  с выходом  $R_{q1}$ .

Корреляторы каждый такт частоты  $F_{rc}$  осуществляют вычисление корреляционной функции умножением  $N$  последних входных отсчетов соответствующих сигналов на соответствующую ПСП с последующим суммированием по формуле

$$R_{yx}(n) = \sum_{i=0}^N y_c(n-i) \cdot \text{ПСП}_x(i), \quad (1)$$

где  $x$  — принимает значения 0 или 1;  $y$  —  $I$  или  $Q$ .

Результаты АКФ ПСП<sub>0</sub> для канала  $I$  и результаты АКФ ПСП<sub>0</sub> для канала  $Q$  возводятся в квадрат и складываются в условный канал передачи символа ноль

$$\text{MAG}_0(n) = R_{i0}^2(n) + R_{q0}^2(n), \quad (2)$$

аналогично для символа один

$$\text{MAG}_1(n) = R_{i1}^2(n) + R_{q1}^2(n), \quad (3)$$

где  $R_{ix}(t), R_{qx}(t)$  — АКФ ПСП каналов  $I, Q$ .

На следующем шаге рассчитывается сигнал селекции  $SYNC$  как их сумма

$$\text{SYNC}(n) = \text{MAG}_0(n) + \text{MAG}_1(n). \quad (4)$$

По сигналам  $\text{MAG}_0$  и  $\text{MAG}_1$  рассчитывается  $LLR_{in}$  (*Log Likelihood Ratios* — логарифмическое отношение правдоподобия), значение которого поступает на блок предварительного селектора

$$LLR_{in}(n) = \lg(\text{MAG}_0(n)) - \lg(\text{MAG}_1(n)). \quad (5)$$

Следующий блок обработки — предварительный селектор, который решает следующие задачи: поиск максимумов сигнала  $SYNC$  на интервалах длительности ПСП, выработка сигнала оценки качества селектирования  $SP$  по критерию регулярности следования максимумов  $SYNC$ , управление шириной окна слежения в пределах длительности ПСП по критерию  $SP$ , отбраковка ложных пиков  $SYNC$  вне окна слежения, буферизация сигнала  $LLR_{in}$  в пределах окна слежения, выдача сигнала  $LLR_{out}(n)$ , соответствующего сигналу  $LLR_{in}(n)$  на такте максимального  $SYNC(n)$  в пределах окна слежения.

Блок пакетной синхронизации имеет память глубиной 512 ячеек для хранения входных отчетов. При поступлении каждого нового отчета  $LLR_{out}$  данные записываются в конец памяти, при этом все находящиеся в памяти данные сдвигаются на одну ячейку, отчет из младшей ячейки выбрасывается. Для текущего состояния памяти выполняется проверка на соответствие момента времени окончания приема пакета с использованием коррелятора ПСП<sub>c</sub> (анализируются соответствующие биты предполагаемого пакета). Критерием детектирования пакета является превышение пиком корреляции ПСП<sub>c</sub> порога, рассчитываемого по предыдущим пикам.

В случае успешного предварительного детектирования пакета на места расположения битов ПСП<sub>c</sub> выставляются максимальные значения  $LLR$ , соответствующие априори известным битам ПСП<sub>c</sub>, принятый пакет (массив  $LLR$  символов) поступает на обработку в LDPC декодер.

На рис. 3 представлена зависимость вероятности битовых ошибок от  $E_b/N_0$ , на рис. 4 — зависимость требуемого количества итераций для полного восстановления (если это возможно) от  $E_b/N_0$  (максимальное количество итераций – 50).

При моделировании использовался канал с аддитивным белым Гауссовским шумом. Размер выборки случайных данных —  $10^5$  бит для каждого значения  $E_b/N_0$ .

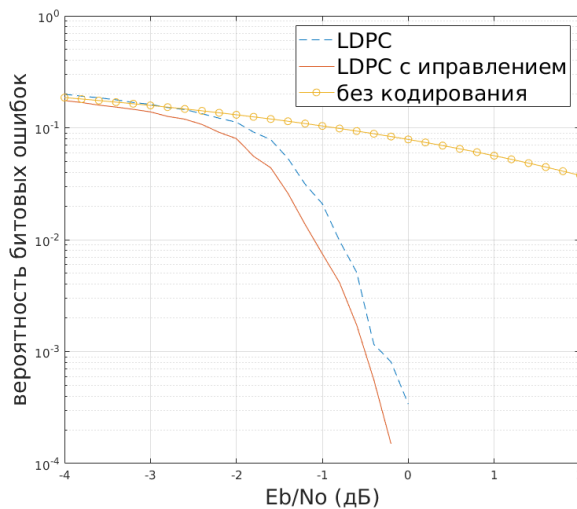


Рисунок 3 — Зависимость вероятности битовых ошибок от  $E_b/N_0$

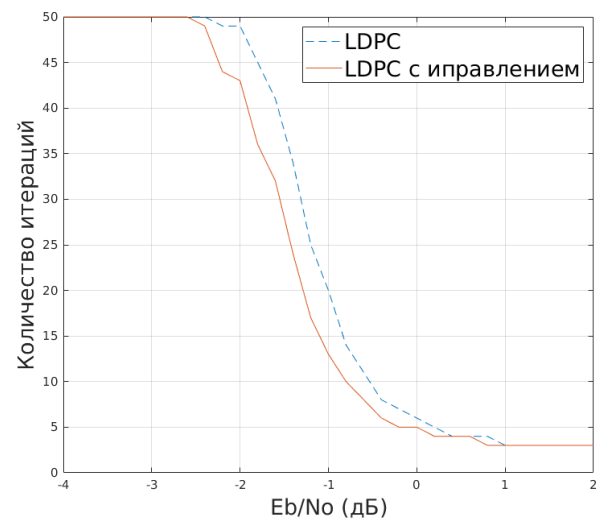


Рисунок 4 — Зависимость количества итераций от  $E_b/N_0$

Из результатов моделирования следует, что корректировка  $LLR$  битов пакетной синхронизации, с учетом априорного знания их значений (ПСП<sub>c</sub>), позволяет уменьшить количество итераций до 1.5 раз и вероятность битовых ошибок до 7 раз при декодировании для диапазона  $E_b/N_0$  от  $-2.6$  дБ до 0 дБ.

После процедуры LDPC декодирования из пакета удаляются добавленные на передатчике биты ПСП<sub>c</sub> (с учетом знания их местоположения).

Таким образом, детектирование момента окончания приема символа осуществляется по суммарной огибающей сигнала в синфазном и квадратурном каналах на периоде передачи символа в окне разрешения, формируемом предварительным селектором; в качестве характеристики принятого символа используется  $LLR_{out}$ , вычисляемое по амплитудам каналов  $MAG_0$  и  $MAG_1$ ; предварительное детектирование момента приема пакета производится по ПСП<sub>с</sub>, встроенной, по описанному выше правилу, в биты данных пакета; детектирование данных пакета осуществляется на LDPC-декодере с “мягким” входом (на вход подаются  $LLR_{out}$  бит данных и синхронизации), окончательное решение о приеме пакета принимается по результату успешного LDPC-декодирования.

Опорные генераторы на передатчике и приемнике обладают погрешностью номинальной частоты, обусловленной технологическим процессом изготовления, а также зависимостью частоты от температуры, напряжения питания, механических воздействий, времени эксплуатации и др. (кратковременная и долговременная стабильность). Разница несущей частоты сигнала на входе приемника и опорной частоты демодулятора приемника обусловлена также наличием эффекта Доплера при ненулевой относительной скорости перемещения передатчик – приемник

$$F_{пр} = F_{tr} \cdot \left(1 + \frac{V}{c}\right), \quad (6)$$

где  $F_{пр}$  — частота, фиксируемая на приемнике;  $F_{tr}$  - частота, излучаемая на передатчике;  $V$  — скорость сближения передатчик-приемник (положительная при уменьшении расстояния);  $c$  — скорость света.

Отсутствие синхронизации между генераторами частот на передатчике и приемнике приводит к разнице частот квадратурного переноса и дискретизации, что в свою очередь означает разницу фактических и ожидаемых чиповых и несущих частот. Также присутствует рассогласование шкал времени приемника и передатчика.

Влияние рассогласования шкал времени рассматривается при отсутствии разницы чиповых и несущих частот передатчика и приемника. Длительность чипа обозначим как  $T_c = T_{tc}$ . Рассматривать рассогласование шкал времени имеет смысл как относительную разницу моментов времени  $\tau \in [0, 0.5 \cdot T_c]$  между началом первого чипа принятого сигнала и опорной ПСП на приемнике (пересчет корреляции производится на каждом такте чиповой частоты приемника).

Любую конечную псевдослучайную двоичную последовательность можно представить в виде набора серий разной длины из одинаковых символов.

Для серий наименьшей длительности (длительностью один чип) вклад в потерю амплитуды результирующего пика корреляции для одной серии при рассогласовании шкал времени на  $\tau$

$$B_1 = \frac{2 \cdot \tau}{T_c}, \quad (7)$$

для серий длительностью два чипа

$$B_2 = \frac{2 \cdot \tau}{2 \cdot T_c} = \frac{\tau}{T_c}, \quad (8)$$

для серий длительностью  $x$  чипов

$$B_x = \frac{2 \cdot \tau}{x \cdot T_c}. \quad (9)$$

Таким образом, для используемой последовательности необходимо посчитать количество серий каждой длины и помножить на соответствующий вклад в потерю амплитуды результирующего пика корреляции.

В результате коэффициент потери амплитуды пика корреляции для всей последовательности составит

$$B_\tau(\tau, N, T_c) = 1 - \frac{\sum_{j=\min}^{\max} \frac{2 \cdot \tau}{j \cdot T_c} C_j}{N} = 1 - \frac{2 \cdot \tau}{N \cdot T_c} \cdot \sum_{j=\min}^{\max} \frac{C_j}{j}, \quad (10)$$

где  $C_j$  — количество серий длины  $j$ ;  $\min$  — серия с элементами минимальной длины;  $\max$  — максимальной.

Для уменьшения потерь амплитуды пика корреляционной функции последовательности используется увеличение частоты дискретизации сигнала (оверсемплинг), что приводит к уменьшению максимального возможного рассогласования шкал времени с половины длительности чипа  $0.5 \cdot T_c$  до  $\frac{0.5 \cdot T_c}{M}$ , где  $M$  — степень оверсемплинга.

Разница чиповых частот возникает из-за разницы частот опорных генераторов. Относительная разница чиповых частот

$$\Delta F = \frac{|F_{tc} - F_{rc}|}{F_{tc}}, \quad (11)$$

где  $F_{tc}$  — чиповая частота входной последовательности;  $F_{rc}$  — чиповая частота опорной последовательности (подаваемой на коррелятор).

Относительную разницу чиповых частот можно выразить через периоды чипов

$$\Delta F = \frac{\left| \frac{1}{T_{tc}} - \frac{1}{T_{rc}} \right|}{\frac{1}{T_{rc}}} = \frac{|T_{tc} - T_{rc}|}{T_{rc}}, \quad (12)$$

где  $T_{tc}$  — период чипа входной последовательности;  $T_{rc}$  — период чипа опорной последовательности (подаваемой на коррелятор).

При рассмотрении ограничимся тем, что максимальный набег временной рассинхронизации между последними принятым и опорным чипами ПСП на всей последовательности не превышает половины длительности чипа

$$\frac{|T_{tc} - T_{rc}|}{T_{rc}} \cdot N \leq \frac{1}{2} \xrightarrow{\frac{|T_{tc} - T_{rc}|}{T_{rc}} = \Delta F} \Delta F \leq \frac{1}{2 \cdot N} \quad (13)$$

и между передатчиком и приемником отсутствует рассогласование по времени между первым принятым и первым опорным чипами ПСП.

Разницу частот имеет смысл рассматривать в пределах длительности одной ПСП, так как для следующей по времени ПСП суммарное рассогласование является рассогласованием шкал времени.

Показано, что вклад в потерю амплитуды пика корреляции для серий длительностью  $T_c$  больше при фиксированном рассогласовании по времени

относительно серий большей длительности, для серий длительности  $2 \cdot T_c$  больше, чем для остальных серий, кроме серий длительностью  $T_c$  и т.д.

Таким образом, худшей для рассогласования чиповой частоты последовательностей является такая комбинация, при которой серии наибольшей длительности расположены в начале последовательности, а наименьшей – в конце.

Формула расчета коэффициента потери амплитуды пика корреляции в зависимости от разницы чиповых частот при условии худшего случая, при котором серии наименьшей длительности расположены в конце, а наибольшей в начале

$$B_{\Delta F}(N, \Delta F) = 1 - \frac{2 \cdot \Delta F}{N} \cdot \left( \sum_{j=\min}^{\max-1} j \cdot \sum_{i=1}^{C_j} (i + C_{j+1} \cdot (j + 1)) \right) + \max \cdot \sum_{i=1}^{C_{\max}} i, \quad (14)$$

где  $C_j$  — количество серий длины  $j$ ;  $\min$  — серия с элементами минимальной длины;  $\max$  — максимальной.

В среднем для реальных ПСП потери будут меньше, так как в них серии расположены в случайном порядке.

Разница несущих частот возникает из-за разницы частот опорных генераторов. Разница несущих частот приемника и передатчика приводит к амплитудной модуляции комплексных огибающих.

Разница несущих частот приводит к амплитудной модуляции синфазной и квадратурной составляющих комплексной огибающей с частотой  $F_p$ . Этим обусловлены следующие эффекты:

- инверсия знака пиков АКФ по синфазному и квадратурному каналам – не имеет значения, так как и прямая и инверсная псевдослучайная последовательность нуля означает ноль; аналогично для единицы;
- перераспределение амплитуды пиков АКФ между синфазной и квадратурной составляющими не имеет значения, так как используется ФМ-2;
- потери амплитуды пиков КФ, связанные с инверсией знака чипов при смене знака огибающей.

Формула расчета коэффициента потерь амплитуды пика корреляции, связанных с инверсией знака чипов при смене знака огибающей

$$B_p(N, \Delta F, K) = \frac{\sin(\pi \Delta F N K)}{\pi \Delta F N K}, \quad (15)$$

где  $K = \frac{F_{rr}}{F_{rc}} = \frac{F_{tr}}{F_{tc}}$  — коэффициент отношения несущей частоты к чиповой частоте.

При рассмотрении полагаем, что длительность ПСП не превышает по длительности половину периода амплитудной модуляции

$$\Delta F \leq \frac{1}{2NK}. \quad (16)$$

Проведено моделирование, позволяющее оценить вероятность битовых ошибок в зависимости от отношения энергии бита к энергетической спектральной плотности шума ( $E_b/N_0$ ).

Эта характеристика показательна для неструктурированных данных или оценки эффективности кодирования, однако для системы связи более

удобным является параметр КПО (коэффициент пакетных ошибок), учитывающий пакетное структурирование данных в канале.

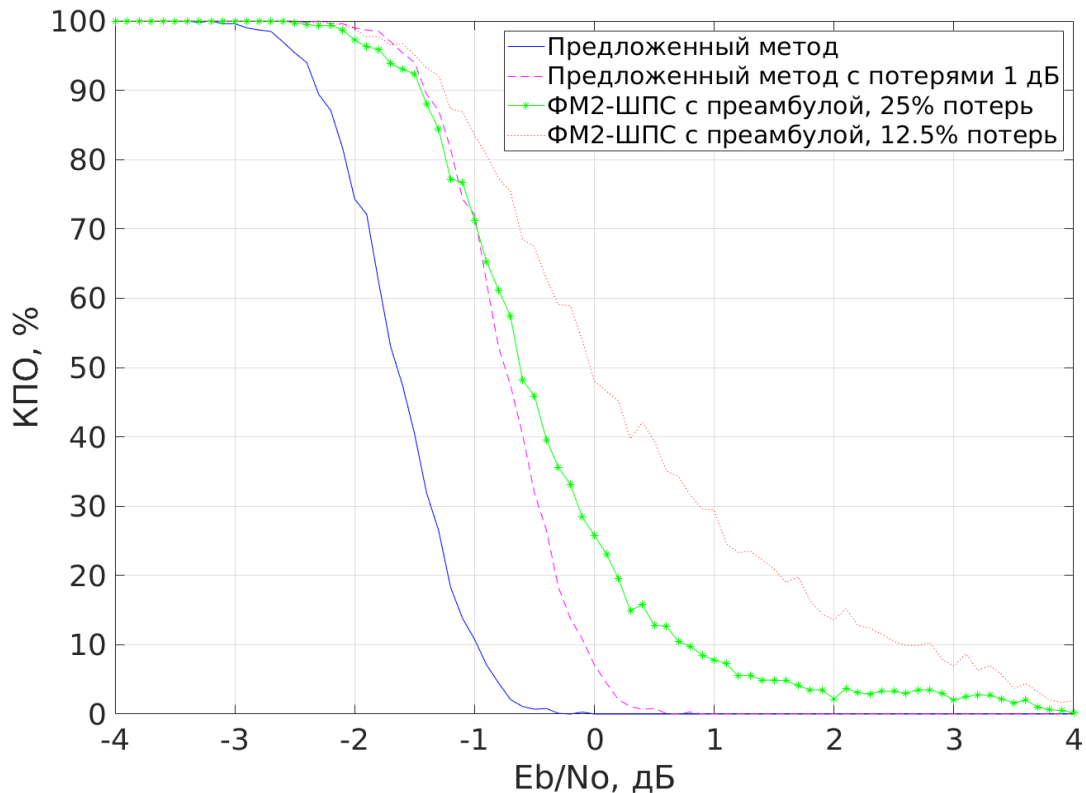


Рисунок 5 — Зависимости КПО от  $E_b/N_0$

На рис. 5 построены зависимости КПО от  $E_b/N_0$  для описанного в предыдущих главах способа упаковки пакета и для ФМ2-ШПС приемника с преамбулой (длиной ПСП<sub>с</sub>) при использовании одинакового помехоустойчивого кодирования и канальной скорости данных. Для ФМ2-ШПС в модели сделано допущение, что детектирование и настройка по преамбуле корректно осуществляется при потере менее 12.5 % (линия из точек) или менее 25 % (линия со звездочками) бит преамбулы.

Зависимость КПО для описанного метода (непрерывная линия) построен без учета потерь, обусловленных асинхронным приемом. При сбалансированном выборе СКК потери составят около 1 дБ (прерывистая линия).

Для оценки бюджета канала связи воспользуемся зависимостью КПО для предлагаемого метода (рис. 5, непрерывная линия), задавшись допустимым количеством потерянных пакетов менее 1 процента. Заданный уровень достигается при  $E_b/N_0 > 0$  дБ.

При этом требуемое отношение сигнал/шум при длине ПСП  $N = 63$

$$SNR_{\text{треб}} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \lg \left( \frac{1}{N} \right) = -18 \text{ дБ}. \quad (17)$$

При средней ошибке частоты опорного генератора  $\Delta F = 0.5$  ppm, периоде чипа  $T_c = 250$  нс ( $F_c = 4 \cdot 10^6$  Гц), рассогласовании шкал времени

$\tau = 125$  нс, несущей частоте  $F_r = 2.3 \cdot 10^9$  Гц ( $\lambda = 0.13$  м) и передискретизации  $M = 3$  дополнительные потери на обработку

$$L_{obr} = B_{\tau}(\tau, N, T_c, M) + B_{\Delta F}(N, \Delta F) + B_p(N, \Delta F, K) = 0.9285 \text{ дБ.} \quad (18)$$

Затухание в среде передачи (выведено из уравнения Фрииса)

$$L_r(R) = 20 \lg \frac{4 \cdot \pi \cdot R}{0.13}, \quad (19)$$

где  $R$  — расстояние в метрах.

Чувствительность приемника при полосе  $BW = 1.1 \cdot 4 \cdot 10^6$  Гц и эквивалентной шумовой температуре  $T = 320$  К

$$P_{rx\_lim} = 10 \lg(k \cdot T \cdot BW \cdot 10^3) + SNR_{\text{треб}} = -125.1 \text{ дБ,} \quad (20)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана равная  $1.38 \cdot 10^{-23}$ .

Энергетический запас канала связи

$$L_m(R) = P_{tx} - L_r(R) - L_{obr} - P_{rx\_lim}, \quad (21)$$

где  $P_{tx}$  — мощность передатчика.

Дополнительные потери в трактах передачи, приема и коэффициенты усиления антенн приняты равными 0 дБ.

На рис. 6 и рис. 7 приведены зависимости энергетического запаса канала связи от дальности для разных уровней мощности на выходе передатчика при КПО <1%.

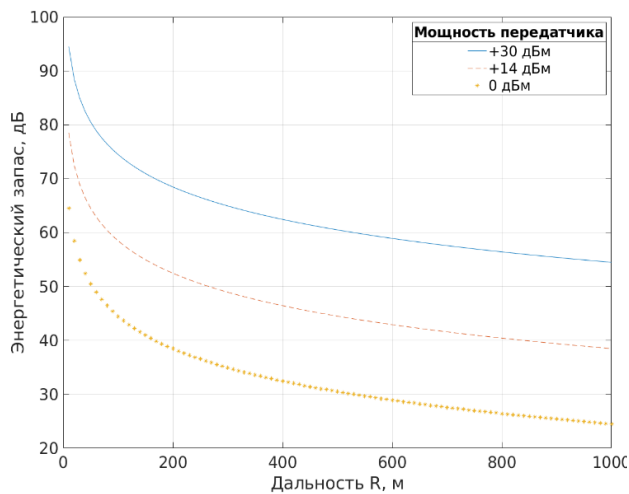


Рисунок 6 — Зависимость энергетического запаса канала от дальности при КПО <1%

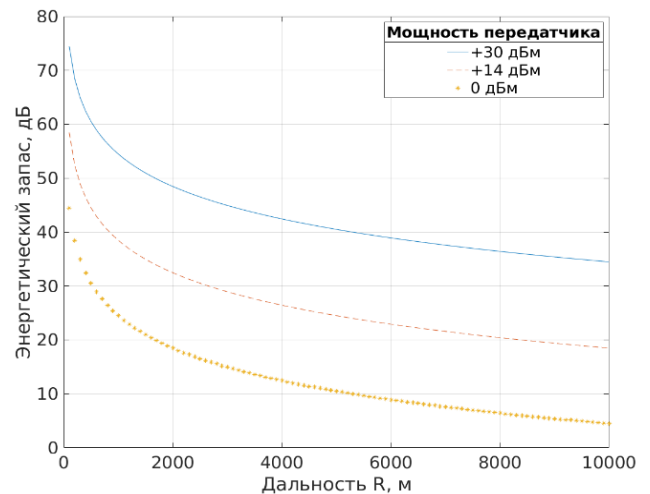


Рисунок 7 — Зависимость энергетического запаса канала от дальности при КПО <1% (для больших дальностей)

Анализ описанного метода обработки СКК с помощью выведенных математических соотношений и математического моделирования отдельных компонентов системы и модели системы в целом показал, что для выбранного способа пакетной синхронизации:

- корректировка  $LLR$  битов пакетной синхронизации, с учетом априорного знания их значений ( $ПСР_c$ ), позволяет уменьшить количество



итераций до 1.5 раз и вероятность битовых ошибок до 7 раз при декодировании для диапазона  $E_b/N_0$  от  $-2.6$  до  $0$  дБ;

- КПО менее 10 процентов достигается при  $E_b/N_0 > -0.2$  дБ (для ФМ2-ШПС с преамбулой при  $E_b/N_0 > 0.7$  дБ);

- КПО менее 1 процента достигается при  $E_b/N_0 > 1$  дБ (для ФМ2-ШПС с преамбулой при  $E_b/N_0 > 4$  дБ);

- обеспечивается обмен данными короткими сообщениями с минимальными издержками на синхронизацию.

**В четвертой главе** описан макет радиомодема, построенный с использованием предлагаемой СКК и некоторые аспекты аппаратной реализации. Освещены вопросы, требующие дальнейшего исследования за рамками данной работы, такие как: аспекты выбора оптимальных ПСП для предложенной СКК, применение модуляции с циклически сдвигаемой ПСП для увеличения пропускной способности, обеспечение частотной и фазовой подстройки приемника применительно к предложенной СКК и методу ее приема.

Фотография макета радиомодема представлена на рис. 8.

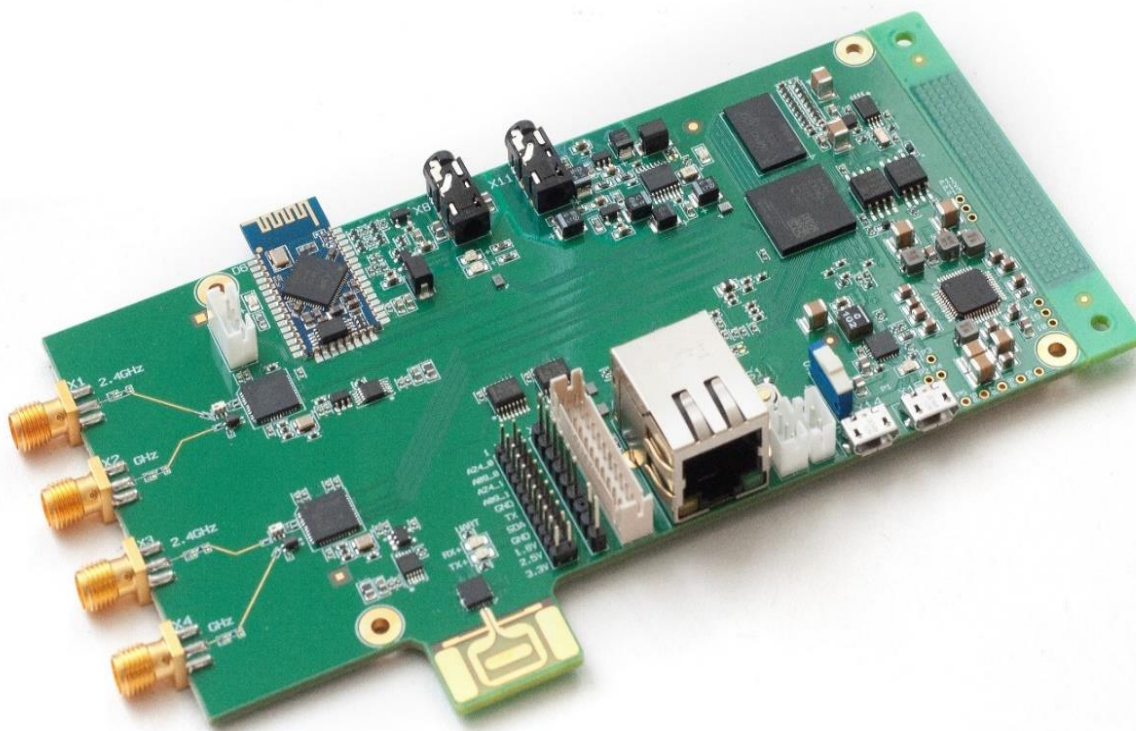


Рисунок 8 — Фотография макета радиомодема

В качестве приемо-передающих радиотрактов используются две микросхемы AT86RF215, представляющие собой приемо-передатчики с интегрированными малошумящими усилителями, усилителями мощности, автоматической регулировкой усиления, АЦП, ЦАП, квадратурными модуляторами и демодуляторами, каскадами интерполирующих и децимирующих фильтров. Входными/выходными данными являются



цифровые отчеты синфазной и квадратурной составляющих комплексной огибающей сигнала. Доступная полоса сигнала 4 МГц; диапазоны несущих частот от 300 МГц до 1 ГГц и от 2 ГГц до 3 ГГц; выходная мощность +14 дБм; чувствительность приемника –123 дБм. Два приемо-передающих тракта обусловлены дальнейшей работой по реализации ММО.

В качестве основного вычислителя используется микросхема Zynq-7007s, представляющая собой поле ПЛИС в связке с процессором архитектуры ARM Cortex-A9. Описанные в главе 3 методы формирования предложенной СКК и методы приема реализованы внутри поля ПЛИС; процессор используется для общего управления и обмена данными через внешние интерфейсы макета. Обмен данными между процессором и полем ПЛИС реализован через общую память с помощью механизмов прямого доступа к памяти.

Созданный макет позволил оценить прикладные характеристики радиоканала, построенного на базе предлагаемой СКК и использующего описанный метод ее приема, а также послужил основой для ряда изделий в составе ОКР.

### **Основные результаты работы**

Результатом диссертационной работы является разработка СКК для обмена короткими сообщениями, методы формирования СКК на передающей и обработки СКК на приемной сторонах.

Применен комплексный подход к обработке СКК на приемной стороне, реализация которого возможна благодаря структуре СКК и разработанным методам компенсации разницы несущих и чиповых частот, временной синхронизации, пакетной синхронизации (с использованием помехоустойчивой синхронизационной последовательности, распределенной по блоку данных), помехоустойчивого кодирования, учитывающего априори известную информацию пакетной синхронизации.

При выполнении работы выведены аналитические выражения и дана качественная оценка основным показателям, описывающим предлагаемые методы обработки СКК.

Результаты работы были использованы предприятием НПК ООО «АТРИ» при разработке радиомодема.

### **Список опубликованных работ по теме диссертации**

Основные результаты диссертации опубликованы в следующих печатных трудах.

Публикации в изданиях из перечня ведущих рецензируемых изданий, рекомендованных в действующем перечне ВАК:

1. Егоров, И.В., Гайворонский Д.В. Применение метода асинхронного приема сигналов с прямым расширением спектра / И.В. Егоров, Д.В. Гайворонский // Радиопромышленность, 2020, т.30, №2, DOI: 10.21778/2413-9599-2020-30-2-, УДК 621.396.969;

2. Егоров, И.В. Повышение эффективности LDPC-декодирования при использовании дополнительной априорной информации / И.В. Егоров, Д.В.

Гайворонский // Вестник концерн ВКО «Алмаз-Антей», 2021, № 2, DOI: 10.38013/2542-0542-2021-2-90-95, УДК 621.396;

в сборниках трудов всероссийских конференций:

3. Егоров, И.В. Обзор применения технологий для реализации цифрового радио / Егоров И.В., Гайворонский Д.В. // 14-я Международная молодежная научно-техническая конференция "Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2018";

4. Егоров, И.В. Создание системы радиосвязи с повышенной скрытностью на основе асинхронного приема сигналов / Егоров И.В., Гайворонский Д.В. // XXVII Всероссийская межведомственная военно-научная конференция «Развитие теории и практики применения войсковой ПВО Вооруженных Сил Российской Федерации в современных условиях»;

5. Егоров, И.В. Асинхронный прием сигналов с прямым расширением спектра / Егоров И.В., Гайворонский Д.В. // 9-я школа-семинар «Инфокоммуникационные технологии в цифровом мире»;

6. Егоров, И.В. Asynchronous Channel with Direct Spread Spectrum. Aspects of Correlator Implementation / Егоров И.В., Гайворонский Д.В. // конференция молодых исследователей России по электротехнике и электронике IEEE (2020 ElConRus);

7. Егоров И.В., Гайворонский Д.В. “Разработка цифровой выравнивающей системы для адаптивного эхоподавления” // 72-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио;

8. Егоров И. В., Гайворонский Д.В. “Влияние типов датчиков и модели движения на погрешность измерения место- положения объектов“ // 70-я научно-техническая конференция ППС-2017;

9. Егоров И.В., Гайворонский Д.В. “Разработка Прототипа Системы Высокоточного Позиционирования Объектов” // 12-я Международная молодежная научно-техническая конференция "Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2016”;

патент:

10. Егоров, И.В. Комплекс внутриобъектовой цифровой связи и трансляции / Бездетко А.Л., Егоров И.В.... // № 2687239, 2018.