

На правах рукописи

Боровицкий Дмитрий Сергеевич



**ВЫБОР СИГНАЛЬНЫХ ФОРМАТОВ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СРНС И ИХ  
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ДОПОЛНЕНИЙ**

Специальность: 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2015

Работа выполнена в АО «Российский институт радионавигации и времени»

Научный руководитель:

Доктор технических наук, профессор ИПАТОВ Валерий Павлович, профессор кафедры радиотехнических систем Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)»

Официальные оппоненты:

Доктор технических наук, профессор СИВЕРС Мстислав Аркадьевич, почетный профессор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, заслуженный деятель науки и техники РФСР.

Кандидат технических наук, доцент, БАХОЛДИН Владимир Станиславович, доцент кафедры космической радиолокации и радионавигации Федерального государственного казенного военного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского» Министерства обороны Российской Федерации.

Ведущая организация: Государственный научный центр Российской Федерации АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»

Защита состоится «23» декабря 2015 г. в 12.00 на заседании совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 212.238.03 в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) по адресу: 197376, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д.5, ауд. 2316.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) и на сайте [www.eltech.ru](http://www.eltech.ru)

Автореферат диссертации разослан «22» октября 2015 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета 212.238.03  
кандидат технических наук



Шевченко М.Е.

### **Общая характеристика работы**

Актуальность темы исследования. Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) (в частности, отечественная система ГЛОНАСС) являются универсальным средством для глобального координатно-временного и навигационного обеспечения пользователей на поверхности Земли и в околоземном пространстве. В настоящее время СРНС находятся в стадии модернизации пользовательских радиointерфейсов. Одним из трендов является введение оверлейного кодирования, целями которого могут быть улучшение корреляционных свойств дальномерных сигналов и характеристик битовой синхронизации данных.

Навигационные сигналы СРНС испытывают сильное затухание в водной среде и непригодны для позиционирования под водой. Средства автономной навигации подводных объектов, измерительные системы, построенные на базе сигналов оптического диапазона, не способны в силу своих недостатков самостоятельно обеспечить высокую точность навигации при выполнении достаточно продолжительных подводных миссий. В свою очередь акустические сигналы по сочетанию «дальность-погрешность измерений» в водной среде имеют существенный выигрыш перед сигналами радио и оптического диапазонов. На базе акустических сигналов разработаны и успешно эксплуатируются разнообразные системы и комплексы подводной связи, локации и навигации. Накопленный за предыдущие десятилетия опыт позволяет реализовывать режимы навигации под водой акустическими методами с субметровой точностью на дистанциях в несколько километров.

Особенностью подводной навигации, в отличие от навигации в других средах, является сильное ослабление и искажение гидросферой навигационного поля, что приводит к ограничению размеров типовой зоны навигационного обслуживания под водой до масштабов локальной системы. Расширение размеров такой зоны применением энергетических мер невозможно и может быть реализовано только путем наращивания в акватории количества локальных навигационных систем. Как следствие, возникает проблема отождествления пространственно-временных параметров подводного объекта, определяемых перед погружением по СРНС, а затем под водой по другим системам и средствам, функционирующим в собственных системах координат и шкалах времени.

Тенденции развития СРНС и средств подводной навигации таковы, что в вопросах синтеза сигналов подобных систем традиционно существует достаточно обширное поле для аналитических методов. Хотя задача синтеза навигационных сигналов является очень специфической, для СРНС и гидроакустических систем навигации применим единый подход в выборе сигналов. Современные навигационные системы основаны на использовании широкополосных сигналов, которые имеют солидный набор преимуществ по сравнению с простыми сигналами. В итоге, соблюдая общий подход при синтезе навигационных сигналов, можно успешно решить задачи модернизации радиointерфейсов СРНС и разработки сигнала для гидроакустических СФД.

Цели и задачи работы. Целью диссертационного исследования является выработка рекомендаций по совершенствованию сигналов радио- и гидроакустических навигационных систем. Для достижения поставленной цели требовалось решить следующие задачи:

1. Исследовать влияние оверлейного кодирования на корреляционные характеристики навигационных сигналов СРНС, а именно оценить влияние уровня боковых лепестков

автокорреляционной функции оверлейного кода на значение средней мощности помехи множественного доступа (ПМД) и определить оптимальную структуру внутреннего кода для минимизации максимального выброса взаимной корреляции.

2. Получить выражение для оценки времени поиска сигналов с каскадной архитектурой, и на его основании выявить преимущества оверлейной конструкции в части процедуры осуществления холодного старта навигационного приемника.

3. Проанализировать влияние оверлейного кодирования на процедуру битовой синхронизации данных, передаваемых в составе навигационного сигнала, и определить выигрыш (или проигрыш) каскадных кодов по сравнению с традиционными сигналами СРНС и сигналами с манчестерским кодом в части достоверности и скорости синхронизации, а также правильности демодуляции битовых символов.

4. Синтезировать гидроакустические сигналы для средств функциональных дополнений СРНС для случаев медленных и быстрых замираний в канале: определить их структуру, выбрать способ модуляции, а также рассчитать мощность передающего устройства.

5. Оптимизировать параметры преамбульной части гидроакустических сигналов для рассматриваемых случаев.

6. Составить перечень наилучших помехоустойчивых кодов для передачи навигационного сообщения в составе гидроакустического сигнала в медленно и быстро замирающих каналах.

Научная новизна работы. Новыми результатами, нашедшими свое отражение в работе, являются:

1. В части сигналов СРНС с оверлейным кодированием.

1.1. Получено аналитическое выражение для средней мощности ПМД ансамбля навигационных сигналов с оверлейным кодированием.

1.2. Проведено исследование влияния внешнего кода на ПМД при типичных для СРНС доплеровских расстройках.

1.3. Исследовано влияние оверлейного кода на продолжительность поиска навигационного сигнала в режиме холодного старта, а также произведена оценка потенциального выигрыша по времени поиска для перспективных сигналов СРНС с оверлейным кодом.

1.4. Выявлены преимущества новой конструкции дальномерного кода при проведении процедуры битовой синхронизации по сравнению с традиционным сигналом и сигналом с манчестерским кодированием.

2. В части разработки гидроакустических сигналов для средств функциональных дополнений СРНС в каналах с медленными и быстрыми замираниями.

2.1. Произведена оценка энергетика канала.

2.2. Предложена структура гидроакустического сигнала в каждом рассмотренном случае, произведен выбор способа модуляции, выбраны параметры преамбулы.

2.3. Предложен каталог помехоустойчивых кодов, пригодных для кодирования потока данных в зависимости от целей разработчика (по выбору скорости передачи данных, аппаратной сложности, доступного энергоресурса).

Внедрение результатов работы. Теоретические и практические результаты диссертационного исследования использованы в нижеследующих научно-исследовательских работах (НИР):

1. НИР «Сигнал-РИРВ». Разработка предложений по определению классов обслуживания пользователей сигналами с открытым доступом. Оптимизация форматов кодирования и модуляции перспективных сигналов ГНСС ГЛОНАСС, предусмотренных «Концепцией развития навигационных сигналов ГНСС ГЛОНАСС». 2008 г.
2. НИР «Сигнал-РИРВ». Разработка спектрально эффективных модуляционных форматов навигационных сигналов СРНС ГЛОНАСС. 2009 г.
3. НИР «Сигнал-РИРВ». Исследование нелинейных методов уплотнения (типа AltBOC) перспективных сигналов ГЛОНАСС. Обобщение основных результатов исследований, выполненных РИРВ в рамках НИР «Сигнал». 2011 г.
4. НИР «Комплекс-РИРВ». Комплексные исследования и научно-техническое обоснование направлений развития и использования глобальной навигационной системы ГЛОНАСС, а также других систем и технологий координатно-временного и навигационного обеспечения, этап 3. Исследование направлений расширения функциональных возможностей системы ГЛОНАСС. 2011 г.
5. НИР «Развитие-РИРВ-Э1». Системные и комплексные научные исследования направлений развития системы ГЛОНАСС в части проведения эксперимента с использованием макета акустического гидромаяка и разработки предложений по перечню критически важных элементов перспективной системы ГЛОНАСС, этап 1. Комплексные и прикладные исследования направлений расширения пространственной зоны функционирования системы ГЛОНАСС в части проведения эксперимента с использованием макета акустического гидромаяка. 2012 г.
6. НИР «Развитие-РИРВ-Э2» Разработка концепции построения системы навигации на основе акустических гидромаяков и исследование путей навигационного обеспечения в помещениях для потребителей различного типа на основе псевдоспутников. 2013 г.

Методы исследования. Для решения поставленных в диссертационной работе задач были использованы методы теории сигналов, теории вероятностей и математической статистики, методы математического моделирования и численного анализа.

Практическая значимость работы. Практическим выходом диссертации являются разработанные варианты структуры гидроакустического сигнала для двух вариантов состояния канала, а также рекомендации по подбору оверлейного кода для разрабатываемого поколения радиointерфейсов СРНС.

Положения, выносимые на защиту:

1. Малый уровень боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) оверлейного кода достаточен для близости средней мощности ПМД к теоретическому пределу  $1/N$ .
2. Если внутренний ансамбль каскадного кода является минимаксным, введение оверлейного кода увеличивает пиковый уровень ПМД, в противном же случае оверлейное кодирование может привести к снижению ПМД как в отсутствие, так и при наличии доплеровских расстроек.

3. Каскадная конструкция дальномерного кода может существенно сократить продолжительность процедуры поиска сигнала без потерь в уровне ПМД при условии соблюдения рекомендаций по выбору внутреннего и внешнего кодов.

4. Наличие оверлейной компоненты существенно ускоряет и облегчает процедуру битовой синхронизации по сравнению с традиционным сигналом и сигналом с манчестерским кодированием в случае, если внешний код обладает хорошими корреляционными свойствами.

5. В зависимости от состояния гидроакустического канала, а именно преобладания медленных или быстрых флюктуаций, необходимо использовать либо когерентные (в случае медленно замирающего канала), либо некогерентные сигналы.

6. Структура синтезированных гидроакустических сигналов в обоих рассмотренных случаях (медленных и быстрых замираний в гидроакустическом канале) включает преамбулу с хорошими автокорреляционными свойствами и навигационное сообщение, кодированное канальным кодом.

7. При типичных значениях энергетики гидроакустического канала для передачи данных наиболее эффективными помехоустойчивыми кодами являются сверточные коды и коды, основанные на итерационных методах декодирования (турбо, LDPC).

Апробация работы. Результаты работы докладывались и обсуждались на VI, VII и VIII международной конференции молодых ученых «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций» (Севастополь, 2010–2012), на Всероссийской научно-технической конференции «Метрология гидроакустических измерений» (Москва, 2013), 64-й и 65-й Научной сессии, посвященной Дню Радио (СПб, 2009–2011); на 63-й конференции профессорско-преподавательского состава СПбГЭТУ «ЛЭТИ» (СПб, 2010); на XIV и XV конференции молодых ученых «Навигация и управление движением» (СПб, 2012–2013).

Публикации. Всего по теме диссертации опубликовано 15 работ. Из них пять работ опубликованы в центральных рецензируемых научных журналах, рекомендованных перечнем ВАК, одна работа в рецензируемом научно-техническом журнале, девять работ содержатся в сборниках материалов научных конференций. Получен один патент. При участии автора написано шесть отчетов по НИР.

Структура и объем работы. Диссертация содержит введение, четыре главы, заключение и библиографический список. Она изложена на 130 листах машинописного текста, содержит 55 рисунков, 15 таблиц, библиографический список включает 102 наименования.

### **Основное содержание работы**

Во Введении обоснована актуальность работы, сформулированы цель и основные задачи исследования, показана научная новизна работы, а также практическая ценность полученных результатов.

В **первой** главе произведен обзор современного состояния спутниковых радионавигационных систем, описаны их структура, принципы функционирования и требования к ним. Описаны действующие и перспективные сигналы современных и разрабатываемых СРНС, выявлены направления дальнейшего развития пользовательских радиointерфейсов систем.

Одним из наиболее интересных нововведений в модернизируемых радиointерфейсах СРНС следует признать применение оверлейных кодов. В частности, в сигнале L5 GPS используются коды Ньюмана-Хофмана. Эффективность оверлейных кодов анализируется во второй главе диссертации.

Среди современных технических средств можно выделить группу систем, которые используются как дополняющие компоненты СРНС, повышающие точность, достоверность и целостность навигационных определений в условиях, где СРНС не обеспечивает возможность местоопределения. В последнее время развернуты работы по созданию нового класса технических средств обеспечения подводных работ – радиогидроакустических систем определения траектории движения подводных объектов в полигонах, оборудованных радиогидроакустическими буюми. Таким образом, существует потребность использовать наряду с СРНС их гидроакустические функциональные дополнения. Третья и четвертая главы диссертации посвящены разработке гидроакустического сигнала для позиционирования водных объектов в условиях медленных и быстрых замираний в канале.

Во **второй** главе рассмотрен вопрос применения оверлейного кодирования в модернизированных радиointерфейсах СРНС. В каскадной схеме кодирования исходная внутренняя дальномерная последовательность  $k$ -го спутника  $\{b_{k,i}\}$  периода  $N_i$  манипулирует чипы длительности  $\Delta$ , формируя сигнал с итоговым периодом  $N_i\Delta$ . Далее однопериодные отрезки получившегося сигнала рассматриваются как эквивалентные новые чипы длительности  $N_i\Delta$ , манипулируемые внешним кодом  $\{c_{k,i}\}$  длины  $N_{ov}$ . Результирующая последовательность – сигнатура –  $\{a_{k,i}\}$  длины  $N = N_i N_{ov}$ , манипулирующая исходные чипы сигнала  $k$ -го спутника, выражается равенством

$$a_{k,i} = b_{k,i} c_{k,i_0}, \quad i = \dots, -1, 0, 1, \dots, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (1)$$

где  $i_0 = \lfloor i / N_i \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  обозначает округление в сторону уменьшения, а  $K$  – число сигнатур в ансамбле.

Согласно выражению для нормированной периодической взаимной корреляционной функции (ВКФ)

$$\rho_{kl}(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} a_{k,i} a_{l,i-m},$$

в котором  $m$  обозначает взаимный сдвиг последовательностей в числе символов, было получено общее выражение для нормированной ВКФ  $\rho_{kl}(m)$   $k$ -й и  $l$ -й каскадных последовательностей (1)

$$\rho_{kl}(m) = \rho_{p,kl}^c(m_1) \rho_{a,kl}^b(m_2) + \rho_{p,kl}^c(m_1 + 1) \rho_{a,kl}^b(m_2 - N_i), \quad (2)$$

где  $m = m_1 N_i + m_2$ ,  $0 \leq m_1 \leq N_{ov} - 1$ ,  $0 \leq m_2 \leq N_i - 1$ . Был получен средний квадрат  $\rho_{rms}^2$  взаимных корреляций (средняя мощность помехи множественного доступа (ПМД))

$$\rho_{rms}^2 = \frac{1}{K(K-1)N} \sum_{m=0}^{N-1} \left[ \left| \sum_{k=1}^K \rho_{kk}(m) \right|^2 - \sum_{k=1}^K \rho_{kk}^2(m) \right]. \quad (3)$$

В случаях, когда длина оверлейного кода на несколько порядков меньше длины внутреннего кода  $N_{ov} \ll N_i$ , выражение (3) позволяет довольно точно предсказать потери в

среднеквадратическом уровне ПМД  $\rho_{\text{rms}}^2$  относительно нижней границы  $1/N$ , при этом выражение (3) можно свести к виду

$$\rho_{\text{rms}}^2 \approx \frac{1}{N} \sum_{m_1=0}^{N_{ov}-1} [\rho_p^c(m_1)]^2, \quad (4)$$

где  $\rho_p^c(m_1)$  – нормированная периодическая АКФ оверлейного кода.

Таким образом, малый уровень боковых лепестков АКФ оверлейного кода достаточен для близости средней мощности ПМД к потенциальному минимуму  $1/N$ . Для такой структуры сигнала, где дальномерный код периода 1 мс манипулируется оверлейным кодом Ньюмана-Хофмана вида  $++++--+-+-$  (как для сигнала L5 GPS), период которого в реальном времени составляет 10 мс, согласно (4)  $\rho_{\text{rms}}^2 \approx 1,36/N$ , что означает проигрыш по отношению к потенциалу  $1/N$  в 1,34 дБ. Сделанный прогноз точно соотносится с данными таблицы 1, содержащей результаты прямого расчета  $\rho_{\text{rms}}^2$  по формуле (3) для ряда вариантов внутреннего кода при оверлейном коде в виде последовательности Ньюмана-Хофмана длины  $N_{ov} = 10$ .

Периодическая ВКФ  $\rho_{p,kl}(m)$  последовательностей длины  $N_i$  связана с их аperiodической ВКФ  $\rho_{a,kl}(m)$  равенством:

$$\rho_{p,kl}(m) = \rho_{a,kl}(m) + \rho_{a,kl}(m - N_i). \quad (5)$$

Анализ показал, что если внутренний ансамбль является минимаксным, достижение пиками периодических ВКФ уровня  $1/\sqrt{N_i}$  является результатом взаимной компенсации слагаемых (5), обеспечиваемой тонкой детерминированной настройкой структуры последовательностей. Это происходит несмотря на то, что в большом ансамбле последовательностей выбросы аperiodической ВКФ заметно превосходят предел  $1/\sqrt{N_i}$ . Если внутренний ансамбль не является минимаксным, взаимодействие слагаемых в (5) происходит по квазислучайному закону, так что пик периодической ВКФ может явиться продуктом суммирования двух больших аperiodических пиков. Тогда аperiodический корреляционный пик внутреннего ансамбля окажется заметно меньше периодического. Как показано в диссертации, наибольшие выбросы ВКФ каскадных кодов с общей оверлейной компонентой приходятся на зону малых задержек  $0 \leq m \leq N_i - 1$ , где периодическая ВКФ практически повторяет аperiodическую ВКФ внутренних кодов. Это ведет к снижению уровня корреляционного

Таблица 1 – Среднеквадратический уровень ПМД каскадного сигнатурного ансамбля для разных типов внутренних кодов

Длина внутреннего кода, $N_i$	Тип ансамбля внутренних кодов	Средний квадрат ПМД, $\rho_{\text{rms}}^2$ , дБ	Нижняя граница, $1/N$ , дБ
10 230	Укороченный Касами	-48,78	-50,10
10 230	Укороченный Кердока	-48,76	-50,10
10 230	Укороченный Голда	-48,79	-50,10



пики в каскадном ансамбле по сравнению с внутренним. Так, для ансамблей, исходно не являющихся минимаксными, оверлейная манипуляция может рассматриваться как инструмент уменьшения максимального выброса ПМД, несмотря на сохраняющуюся недостижимость нижнего предела  $1/\sqrt{N}$ .

Сигналы различных космических аппаратов (КА) СРНС на входе приемника могут иметь взаимный доплеровский сдвиг вплоть до десятков килогерц. Для каскадных сигналов с параметрами  $N_i = 10230$  (укороченные коды Голда) и  $N_{ov} = 10$  (код Ньюмана-Хофмана) был проведен компьютерный расчет уровней ПМД в доплеровских полосах  $\pm 1$  кГц и  $\pm 5$  кГц на сетке с узлами, отстоящими друг от друга на 250 Гц по частоте и на одну пятую длительности чипа по задержке. Результаты расчета представлены в таблице 2, содержащей значения длины кода  $N$ , максимального  $\rho_{\max}$  и среднеквадратического  $\rho_{\text{rms}}$  выбросов ПМД, а также однопроцентного квантиля распределения ПМД  $\rho_{0,01}$ . Сравнивая цифры второй и третьей строк таблицы 2, можно констатировать, что позитивный эффект оверлейного кодирования в части ослабления ПМД при доплеровских расстройках проявляется столь же отчетливо, что и без них.

Было получено выражение для суммарных временных затрат  $T_{s2}$  на поиск сигнала при двухступенчатом кодировании:

$$T_{s2} = \frac{4q^2(1 + N_i q_c^2) N_i F_u \Delta^2}{q_c^4} + N_{ov} \frac{(T_{a2}'')^2}{N_i \Delta},$$

где  $N_i$  – длина внутреннего кода,  $N_{ov}$  – длина оверлейного кода,  $\Delta$  – длительность чипа,  $F_u$  – протяженность зоны частотной неопределенности,  $q_c$  – отношение сигнал-шум на чип,  $q$  – отношение сигнал-шум,  $T_{a2}''$  – интервал когерентного накопления. Выигрыш во времени поиска системы с оверлейным кодированием по отношению к варианту использования типового сигнала той же длины можно оценить как

$$G \geq \frac{1 + N q_c^2}{1 + N_i q_c^2} \frac{N_{ov}}{2},$$

где  $N = N_i N_{ov}$  – длина сигнала. Как видно, при фиксированной полной длине кода выигрыш двухступенчатой кодовой конструкции в продолжительности поиска растет с ростом длины оверлейной компоненты  $N_{ov} = N / N_i$ .

Для демодуляции и декодирования потока навигационных данных необходима фиксация положения границ битов – битовая синхронизация. При этом даже при гипотетическом отсутствии

Таблица 2 – Характеристики ПМД каскадного ансамбля в доплеровских зонах

Ансамбль	$N$	$\rho_{\max}$ дБ 0 кГц	$\rho_{\max}$ дБ $\pm 1$ кГц	$\rho_{\max}$ дБ $\pm 5$ кГц	$\rho_{\text{rms}}$ дБ	$\rho_{0,01}$ дБ $\pm 1$ кГц	$\rho_{0,01}$ дБ $\pm 5$ кГц
Внутренний	10230	-26,6	-26,6	-26,6	-41,8	-35	-35
Каскадный	102300	-28,1	-28,1	-28,1	-51,5	-41	-42

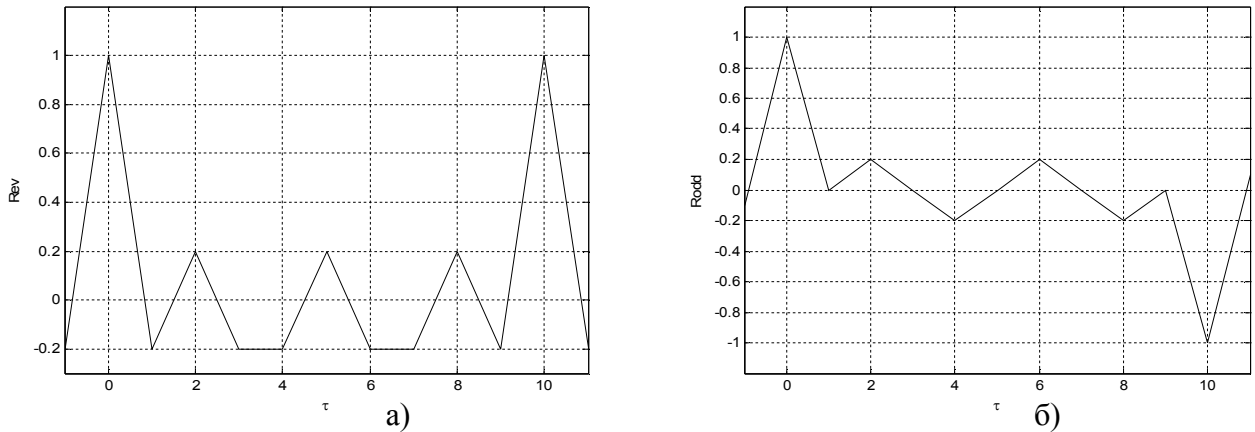


Рисунок 1 – Четная и нечетная АКФ десятиэлементного кода Ньюмана-Хофмана

шума потребуются наблюдение потока данных в течение достаточно большого числа битовых интервалов. Хотя в радиointерфейсе ГЛОНАСС предусматривается манчестер-кодирование битовой последовательности меандром, этот прием также не освобождает от нужды в наблюдении многих битов. Радикальная возможность обойти обсуждаемую преграду состоит в наложении на первичный дальномерный код оверлейной последовательности с периодом, равным длительности бита навигационных данных. Такая схема положена в основу архитектуры пользовательского интерфейса L5 GPS, где дальномерный код периода 1 мс вначале манипулируется оверлейным кодом, период которого в реальном времени составляет 10 мс, после чего результирующий каскадный код манипулируется потоком навигационных данных с брутто-скоростью 100 бит/с. В роли оверлейной выступает десятиэлементная последовательность Ньюмана-Хофмана вида  $++++--+-+--$ . Достоинством ее является независимость максимального уровня побочных корреляций с местной опорой от наличия или отсутствия смены полярности бита в окне наблюдения. На рисунках 1а и 1б показаны четная и нечетная АКФ десятиэлементного кода Ньюмана-Хофмана. Для опоры, смещенной по времени относительно принятого потока битов, корреляция с принятым сигналом не превышает 0,2 от той, которая отвечает правильно расположенной опоре в обоих случаях. В целом введение оверлейного кода равносильно дополнению сигнала КА маркерными временными метками, следующими с периодом, равным длительности бита данных, и отчетливо различимыми в битовом потоке независимо от его структуры.

Основываясь на приведенных выше значениях параметров радиointерфейса L5 GPS, была произведена оценка помехоустойчивости фиксации границ битов с помощью оверлейного кода в ситуации, когда корреляции вычисляются в пределах длительности  $T_b$  одного бита данных и никакого межбитового накопления не производится. Рисунок 2 представляет

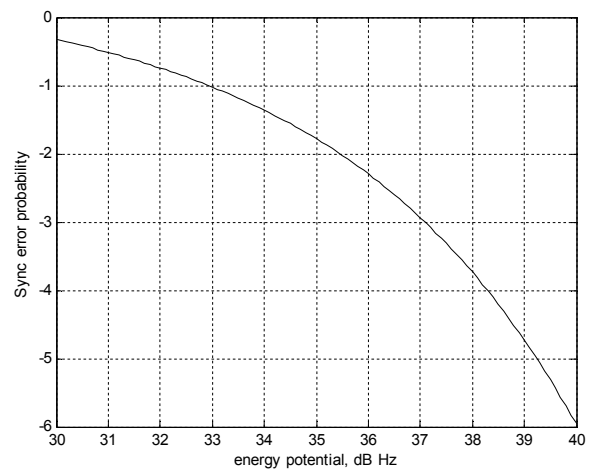


Рисунок 2 – Оценка вероятности ошибочной фиксации битовых границ в зависимости от энергопотенциала

зависимость оценки вероятности ошибочной фиксации границ битов от энергопотенциала (ЭП) в точке приема для скорости передачи данных 100 бит/с. Как свидетельствует график, оверлейное кодирование весьма эффективно с точки зрения надежности фиксации границ битов. При этом кривая рисунка 2 воспроизводит лишь верхнюю границу вероятности ошибочно синхронизации, истинное же значение оцениваемой вероятности может оказаться существенно меньшим, особенно для зоны низких значений ЭП.

В **третьей** главе рассмотрен вариант построения гидроакустического сигнала системы позиционирования объектов в водной среде в условиях медленных замираний в канале. Параметры и требования к разрабатываемому сигналу являются типичными для рассмотренных применений:

1. В зависимости от гидрологии конкретного района, а также от расстояния объекта до отражающей (рассеивающей) поверхности задержка второго энергосзначимого луча (многолучевой помехи) относительно основного лежит в диапазоне от 1 до 500...600 мс, при этом отношение энергий первого и второго лучей может составлять 3...10 дБ.

2. Приемлемая несущая частота сигнала  $f_0$ , определяемая в первую очередь затуханием в среде, составляет  $f_0 \leq 30$  кГц и  $f_0 \leq 10$  кГц для дистанций 0,5...1,5 км и 2...12 км соответственно.

3. Относительная ширина спектра сигнала, определяемая возможностями излучающего тракта, а также полосой пропускания гидроакустического канала, составляет  $W/f_0 = 0.2...0.3$ . Тогда для несущих 10 и 30 кГц полоса пропускания  $W = 3$  и 9 кГц соответственно.

4. Отношение сигнал-шум в полосе сигнала  $q_0^2 = 0...10$  дБ.

5. Необходимая скорость передачи информации  $R = 0,7...2$  кбит/с.

Рассчитанная мощность передатчика, потребная для достижения верхнего предела  $q_0^2$  (10 дБ) на максимальной дальности (12 км) при волнении моря в 10 баллов приведена в таблице 3. Полученный результат подтверждает реалистичность указанных в задании значений отношения сигнал-шум на приеме: в наиболее энергетически напряженном сценарии мощность передатчика составит не более 19 дБ Вт, или 80 Вт.

Первым фрагментом структуры гидроакустического сигнала служит преамбула в виде псевдослучайной последовательности (ПСП) с хорошей АКФ, служащая для обнаружения сигнала, измерения времени его прихода и адаптации эквалайзера либо компенсатора, подавляющего многолучевую межсимвольную интерференцию. За преамбулой следует поток цифровой информации, передаваемой с помощью квадратурной фазовой модуляции (КФМ) и канального кода скорости  $r \geq 1/2$ .

Простейшим вариантом структуры преамбулы является отрезок апериодической ПСП, отделенный паузой длительности  $T_{ps} > \tau_{\max}$ , защищающей последующий информационный поток от интерференции со стороны преамбулы. Эпюра гидроакустического сигнала с преамбулой

Таблица 3 – Мощность передатчика для максимальной дальности

$f_0$ , кГц	$R$ , км	$W$ , кГц	$P_t$ , дБ Вт
10	12	3	19

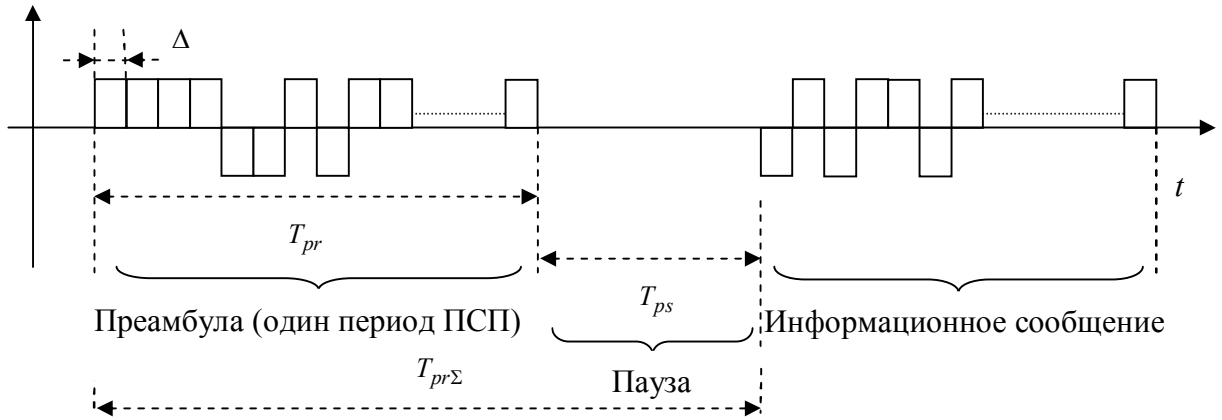


Рисунок 3 - Преамбула с пассивной паузой

такого вида приведена на рисунке 3.

Для преамбулы в соответствии с ее предназначением необходима ПСП с малым уровнем бокового лепестка АКФ. Принципиальным шагом является выбор длительности преамбулы или, что равносильно, ее длины  $N$  в числе чипов. При этом следует руководствоваться следующими требованиями:

- энергия преамбулы должна быть достаточной для надежного обнаружения не только полезного сигнала, но и многолучевой помехи уровня, указанного в задании;
- уровень боковых лепестков аperiodической АКФ ПСП должен быть достаточно низким, чтобы исключить перепутывание боковых лепестков с основным;
- АКФ ПСП должна быть настолько хорошей, чтобы основной лепесток многолучевой помехи оговоренной интенсивности был отчетливо различим на фоне боковых лепестков прямого сигнала.

Совместное удовлетворение этих критериев в рамках цифр, установленных заданием, достижимо уже при длине преамбулы порядка 400 чипов. Среди минимаксных (обладающих минимально возможным значением  $\rho_{p,\max}$ ) бинарных последовательностей к числу наиболее ценных в прикладном плане относятся последовательности Лежандра. Выбор был сделан в пользу длины  $N = 401$ , соответствующей уровню бокового лепестка  $\rho_{a,\max} \approx -28,54$  дБ.

В ходе расчетов выяснилось, что продолжительность пассивного участка преамбулы оказалась существенно больше, чем активного. Если адаптацию эквалайзера/компенсатора можно выполнить достаточно быстро, а именно до начала информационного потока, межсимвольная интерференция будет устранена и нужда в паузе отпадет. Это соображение лежит в основе альтернативной структуры преамбулы (рисунок 4), в которой пауза заменена периодически повторяющейся ПСП. Если исходить из предпосылки завершения настройки эквалайзера/компенсатора за время, меньшее продолжительности прежней паузы  $T_{ps}$ , можно просто повторить  $n_r$  раз ранее выбранную ПСП, где  $n_r = 1 + \lfloor T_{ps} / T_{pr} \rfloor$ , а символ  $\lfloor \cdot \rfloor$  отвечает округлению в сторону нуля.

В качестве способа модуляции гидроакустического сигнала была выбрана квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), которая практически не снижает пропускную способность гауссовского канала относительно потенциальной. Дальнейшие расчеты приведены для  $W = 3$  кГц,  $R=1$  кбит/с.

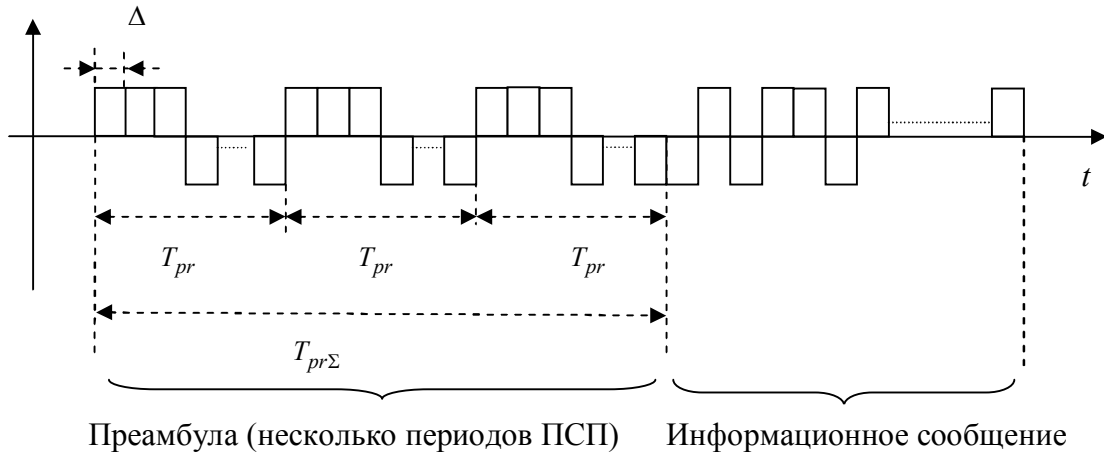


Рисунок 4 - Преамбула с периодической ПСП

Итоги проведенного анализа по выбору канального кода подводит таблица 4, содержащая параметры кодов, подходящих для построения проектируемого гидроакустического канала связи. Простое сверточное кодирование способно обеспечить работу гидроакустической системы при  $q_0^2 \leq 0$  дБ с вероятностью ошибки на бит  $P_b = 10^{-4}$ , например, код NASA (171,133) обеспечивает названную надежность передачи уже при  $q_0^2 = -1,5$  дБ (опция 1 таблицы 4). При желании снизить необходимое отношение сигнал-шум на 0,2 дБ можно уменьшить скорость кода до 1/3 (опция 2). Если, наоборот, скорость передачи имеет приоритет, можно прибегнуть к перфорированному коду NASA, увеличив  $R$  в полтора раза в обмен на энергетические потери в 1,2 дБ (опция 3). Наконец, две последние опции отвечают потребности в теоретически предельной помехоустойчивости, например, при необходимости обеспечить работоспособность линии при  $q_0^2 \leq 0$  дБ с учетом потерь на эквалайзинг (сопровождающийся асимптотическими энергетическими потерями порядка 3 дБ).

В **четвертой** главе предложена структура гидроакустического сигнала системы позиционирования объектов в водной среде при быстрых замираниях в канале распространения. Дальнейшее изучение исследуемого гидроакустического канала связи позволило сделать вывод о том, что в таком канале могут преобладать быстрые замирания, а не медленные как предполагалось ранее. В связи с этим когерентные сигналы в принципе становятся непригодными. В то же время, предварительные проработки позволили сделать вывод о том, что общую структуру гидроакустического сигнала можно оставить без изменений (преамбула и информационное сообщение).

Таблица 4 – Варианты выбора кода и значения  $q_0^2$ , дБ, при  $P_b = 10^{-4}$ ,  $W = 3$  кГц,  $R=1$  кбит/с

№	Опция	$r$	$q_0^2$ , дБ
1	сверточный код (171,133)	1/2	-1,5
2	сверточный код (171,165,133)	1/3	-1,7
3	перфорированный сверточный код (171,133,171,133)	3/4	-0,3
4	турбо-код (три итерации)	1/2	-3,3
5	LDPC-код (15000; 5000; 0,333)	1/3	-4

В качестве модуляции была выбрана частотная манипуляция (ЧМ), MFSK. Непосредственно в качестве преамбулы можно применить массив Костаса подходящего размера. Так как согласно расчетам доплеровский сдвиг не превысит сотен герц, тогда как полоса сигнала имеет порядок единиц килогерц, этот факт исключает влияние частоты Доплера на передаваемый сигнал и необходимость применять решетки размера  $N \times N$ . Тогда в качестве преамбулы целесообразно применять сигналы размера  $M \times N$ , где  $M < N$ . Одним из широко используемых вариантов представления ЧМ сигнала является задание его помощью решетки размерности  $M \times N$ , в которой горизонтальное и вертикальное направления отождествлены соответственно со временем и частотой, причем  $M$  определяет размер частотного алфавита (т.е. число частот, используемых при манипуляции). Следует исходить из того, что когерентная обработка сигнала должна распространяться на максимально возможный временной интервал, т.е. время когерентности  $t_c$ , поскольку любое разбиение интервала  $t_c$  на некогерентные отрезки снизит надежность передачи данных. Иначе говоря, длительность кодового символа  $T_s$  следует положить равной  $t_c$ :  $T_s = t_c$ . При времени когерентности канала  $t_c = 2$  мс составим каталог решеток для различных данных. Если  $f_0$  – несущая, а  $V_r$  – максимальная радиальная скорость объекта относительно передатчика, то максимальное доплеровское приращение частоты  $\Delta f_d = V_r f_0 / c$ , где  $c \approx 1500$  м/с – скорость звука в воде. Так, при  $f_0 = 30$  кГц и  $V_r = 10$  м/с  $\Delta f_d \approx 200$  Гц; при  $f_0 = 10$  кГц и  $V_r = 10$  м/с  $\Delta f_d \approx 70$  Гц. При полосе  $W = 3$  кГц число частот  $M = W t_c$  равно 6, а при  $W = 9$  кГц  $M = 18$ . Для случая  $W = 3$  кГц,  $\beta = 5 \cdot 10^{-2}$ ,  $\alpha = 10^{-5}$  в таблице 5 приведены примеры решеток с  $M = 6$  для тех длин  $N$ , при которых максимальный боковой лепесток автокорреляции преамбулы равен  $\rho_{a,\max}^2 = 1/N$ , т.е. число совпадений частот в сдвинутой реплике и в оригинале равно единице. Для случая  $W = 9$  кГц решетки имеют вид  $N \times N$ , т.е. решеток без совпадений. К примеру, для  $\beta = 5 \cdot 10^{-2}$ ,  $\alpha = 10^{-5}$  решетка имеет вид [1,2,3].

Было обосновано построение цифрового гидроакустического канала связи на основе ЧМ с некогерентной обработкой принятого сигнала. При этом для достижения максимально возможной надежности связи следует выбирать число используемых частот  $M$  максимально возможным в рамках фиксированной полосы канала  $W$ , требуемой скорости передачи данных  $R$  и времени корреляции канала  $t_c$ . Ограничение  $M$  сверху, связанное с условием ортогональности посылок разных частот, имеет вид  $M / \log_2 M \leq W / R$ . В целях упрощения аппаратной реализации была выбрана ЧМ с малыми объемами алфавита  $M \in \{2, 3, 4\}$ . Дальнейшие расчеты сделаны для  $W = 3$  кГц,  $R = 1$  кбит/с.

В рамках диссертационного исследования были проанализированы кривые

Таблица 5 – Частотные решетки для преамбулы гидроакустического сигнала

$M \times N$	Решетка	$\rho_{a,\max}^2$ , дБ
6×12	1,2,2,1,3,4,3,5,6,4,2,3	-21,6
6×14	1,2,3,4,5,6,6,5,4,2,1,3,6,3	-22,9
6×15	1,2,3,4,5,6,6,5,4,2,1,3,6,3,1	-23,5

помехоустойчивости для двоичных кодов БЧХ, двоичного кода Голя (24,12), двоичных сверточных кодов, троичного кода Голя (11,6) и четверичных кодов БЧХ. Было установлено, что:

- при требуемой вероятности ошибки на бит  $P_b = 10^{-4}$  выигрыш от кодирования даже для самого мощного (127, 64)-БЧХ кода не превосходит 1,5 дБ;
- переход от бинарных кодов к троичному коду Голя энергетически невыгоден, так как при допустимой вероятности ошибки на бит  $10^{-4}$  отношение сигнал-шум на бит должно быть не хуже 12,1 дБ;
- четверичный (63,39) БЧХ-код при  $P_b = 10^{-4}$  обеспечивает энергетический выигрыш порядка 2,3 дБ относительно лучшего из бинарных кодов и около 1,1 дБ относительно некодированного 4-FSK-сигнала;
- наилучшие результаты в части помехоустойчивости дают сверточные коды. Было установлено, что сверточное кодирование со скоростью  $r = 1/2$  позволяет существенно повысить помехоустойчивость проектируемой линии связи, выигрывая у некодированной передачи от 5,3 дБ (код (171,133)) до 5,9 дБ (код (753,561)) при  $P_b = 10^{-4}$ . Если считать приемлемыми скорость передачи 1 кбит/с и вероятность битовой ошибки  $10^{-4}$ , то отобранные коды обеспечивают работоспособность гидроакустической линии при отношении сигнал-шум в полосе канала  $q_0^2 \geq 1,6$  дБ ( $W = 3$  кГц).

Особенности распространения акустических волн в водной среде позволяют предположить наличие в канале многолучевых компонент, причем преобладающей компонентой будет прямой луч, а, следовательно, огибающая замирающего сигнала будет описываться плотностью вероятности Райса. При проведении компьютерного моделирования райсовского канала было установлено, что райсовские замирания разрушительно действуют на сигнал, внося энергетический проигрыш от 5,3 (при  $K = 10$ ) до 23,8 дБ (при  $K = 2$ ) при  $P_b = 10^{-4}$ . Сверточный код (171,133) способен обеспечить отношение сигнал-шум в полосе сигнала в пределах  $q_0^2 \leq 10$  дБ вплоть до  $K = 3$  (нижняя граница), обеспечивая при таком значении параметра  $K$  выигрыш 18,3 дБ при удержании вероятности битовой ошибки  $P_b$  на уровне  $10^{-4}$ . Столь значительный выигрыш объясняется тем, что избыточный код есть реализация разнесения по времени.

В заключение приведем варианты возможной структуры гидроакустического сигнала. Пусть для рассматриваемого канала доступна полоса  $W = 3$  кГц. Зададимся вероятностью ложной тревоги и пропуска сигнала  $\alpha = 10^{-5}$ ,  $\beta = 5 \cdot 10^{-2}$  и временем когерентности канала  $t_c = 2$  мс, а значит  $T_s = 2$  мс. Также будем ориентироваться на самый неблагоприятный случай, а именно пусть отношение сигнал-шум в полосе сигнала близко к  $q_0^2 = 0$  дБ. Была найдена подходящая решетка для преамбулы сигнала - решетка  $M \times N$  с  $M = 6$  и  $N = 12$  вида [1,2,2,1,3,4,3,5,6,4,2,3]. Далее необходимо выбрать код с хорошей исправляющей способностью в заданных условиях – это, к примеру, двоичный сверточный код (753,561) скорости  $r = 1/2$ . Следовательно, в качестве способа модуляции следует выбрать двоичную ЧМ. Структура гидроакустического сигнала приведена на рисунке 5.

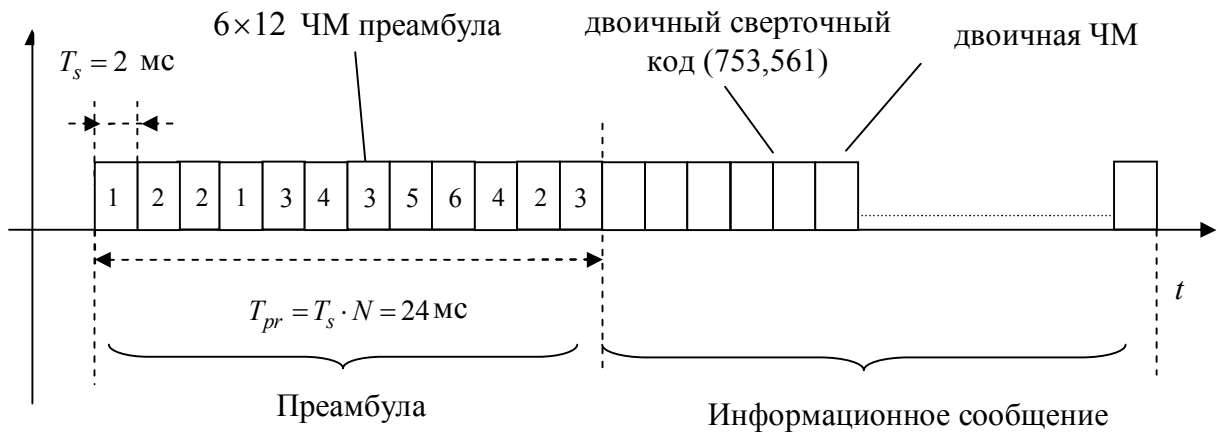


Рисунок 5 – Вариант структуры гидроакустического сигнала при  $W = 3$  кГц

В Заключение дается перечень основных результатов диссертационной работы.

### Основные результаты работы

1. Проведено исследование влияния оверлейного кодирования на корреляционные свойства навигационных сигналов СРНС, на процедуру поиска сигналов КА, а также на процедуру битовой синхронизации в канале данных.

Выведено выражение для оценки средней мощности ПМД в ансамбле каскадных кодов. Установлено, что малый уровень боковых лепестков АКФ внешнего кода достаточен для близости средней мощности ПМД к потенциальному нижнему пределу  $1/N$ . Показано, что для снижения средней мощности ПМД и ее пикового значения внутренний ансамбль каскадной конструкции должен быть неминимаксным. Выявлено, что оверлейное кодирование эффективно в части ослабления ПМД как при отсутствии доплеровских сдвигов, так и при типичных для СРНС при доплеровских расстройках.

Показано, что каскадная конструкция дальномерного кода может существенно сократить продолжительность процедуры поиска сигнала без потерь в уровне ПМД в случае, если соблюдены рекомендации по выбору внутреннего и внешнего кодов каскадной конструкции.

Установлено, что присутствие оверлейной компоненты существенно ускоряет и облегчает процедуру битовой синхронизации по сравнению с сигналом без оверлейного кодирования в случае, если внешний код обладает хорошими корреляционными свойствами.

2. Синтезирован гидроакустический сигнал для случая медленных замираний в канале.

Произведен расчет требуемой мощности передающего устройства и установлено, что она составляет не более 80 Вт.

Предложены два варианта построения преамбулы сигнала: с пассивной паузой и периодической ПСП, при этом при использовании второй опции повышается достоверность обнаружения сигнала и точность оценки запаздывания сигнала и многолучевой помехи. В качестве преамбулы использовалась последовательность Лежандра длины  $N = 401$ , АКФ которой имеет низкий уровень боковых лепестков аperiodической АКФ ( $\rho_{a \max} \approx -28,54$  дБ) для исключения перепутывания побочных максимумов с главным и надежной фиксации присутствия многолучевой помехи на входе приемника.



Установлено, что при использовании эквалайзинга для подавления многолучевой помехи в гидроакустическом приемнике энергетические потери в асимптотике не превысят 3 дБ.

Выявлено, что заданный уровень надежности передачи может обеспечить широкий спектр помехоустойчивых кодов: сверточные, в том числе перфорированные, LDPC-коды и турбо-коды, однако лишь два последних варианта обеспечивают приемлемую вероятность ошибки на бит на нижней границе  $q_0^2 = 0$  дБ с учетом потерь, затрачиваемых на эквалайзинг.

3. Синтезирован гидроакустический сигнал для случая быстрых замираний в канале.

Установлено, что для модуляции сигнала необходимо использовать некогерентные сигнальные форматы на основе MFSK.

Выявлено, что в качестве преамбулы сигнала для случая ширины полосы  $W = 3$  кГц целесообразно использовать ЧМ сигналы размера  $M \times N$ , где  $M < N$ , так как эффект Доплера в этом случае практически неощутим. Для полосы  $W = 9$  кГц подходит решетка размера  $N \times N$ , поскольку по расчетам имеется большой запас в количестве требуемых частот и длина последовательности чрезвычайно мала.

Согласно анализу, заданный уровень надежности передачи в гауссовском канале могут обеспечить блочные и сверточные коды. Сверточное кодирование при практически годных длинах кодового ограничения ( $m \leq 9$ ) обеспечивает работу системы при отношении сигнал-шум в полосе менее 1,5 дБ.

Проведено компьютерное моделирование процедур приема сигналов в быстро замирающем гидроакустическом канале. Установлено, что сверточный код (171,133) позволяет получить выигрыш от кодирования от 5,5 (при  $K = 10$ ) до 20,1 (при  $K = 3$ ) дБ и обеспечить работоспособность линии связи с вероятностью ошибки не хуже  $10^{-4}$  при отношении сигнал-шум в полосе сигнала  $q_0^2$  в пределах 10 дБ вплоть до значения параметра замираний  $K = 3$ .

### Публикации

Основные результаты диссертации опубликованы в следующих печатных трудах.

Публикации в журналах из перечня ведущих рецензируемых изданий, рекомендованных в действующем списке ВАК:

1. В.П. Ипатов, Д.С. Непогодин<sup>1</sup>. К применению оверлейных кодов в модернизированном радиоинтерфейсе GPS // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 4. с. 3–10.
2. Боровицкий Д.С., Ипатов В.П. Разработка гидроакустического сигнала системы подводной навигации // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. с. 18–25.
3. Боровицкий Д.С., Ипатов В.П. К построению канала передачи данных системы подводной навигации // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 5. с. 55–59.
4. Д.С. Боровицкий, В.П. Ипатов. К разработке гидроакустического сигнала системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. с. 25–29.

<sup>1</sup> Фамилию Непогодин читать в редакции Боровицкий. Свидетельство о перемене имени серия I-AK №546125 зарегистрировано отделом ЗАГС Фрунзенского района Комитета по делам ЗАГС Правительства Санкт-Петербурга 22.09 2012 г.

5. Д.С. Боровицкий, В.П. Ипатов. К разработке канала передачи данных системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 1. с. 8-11.

Патент на изобретение

6. Система определения и контроля местоположения подводного объекта. Патент №2561012 Рос. Федерация: Баринов С.П., Боровицкий Д.С., Иванов В.Н.; заявитель и патентообладатель СПб, АО «Российский институт радионавигации и времени». – №2014116546 заявл. 23.04.2014.; зарег. 27.07.2015.

в прочих рецензируемых изданиях:

7. С.Б. Болошин, В.П. Ипатов, Д.С. Непогодин, Б.В.Шебшаевич. Корреляционные свойства ансамблей каскадных дальномерных кодов. М: Новости навигации. №2, 2010, с. 20-24.

в сборниках трудов международных конференций:

8. Непогодин Д.С. Анализ корреляционных свойств сигналов каскадной архитектуры спутниковых радионавигационных систем. Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2010: Труды шестой международной конференции молодых ученых, 19-24 апреля 2010 г.: Издательский дом СевНТУ, 2010 г., с.68.

9. Непогодин Д.С. Анализ влияния оверлейных кодов на процедуру битовой синхронизации в спутниковых радионавигационных системах. Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011: труды седьмой международной конференции молодых ученых, 11-15 апреля 2011 г.: Издательский дом СевНТУ, 2011 г., с.110.

10. Непогодин Д.С. Разработка гидроакустического сигнала системы позиционирования подводных объектов. Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2012: труды восьмой международной конференции молодых ученых, 23-27 апреля 2012 г.: Издательский дом СевНТУ, 2012 г., с.54.

в сборниках трудов Всероссийских конференций:

11. Боровицкий Д.С. Разработка гидроакустического сигнала системы подводной навигации. Материалы Всероссийской научно-технической конференции «Метрология гидроакустических измерений», том 1, Москва, 2013, с.231-235.

в сборниках трудов региональных конференций:

12. Гайворонский Д.В., Непогодин Д.С. Оптимизация структуры чипа дальномерного сигнала спутниковой радионавигационной системы. 64-я научно-техническая конференция, посвященная Дню Радио, СПб, 2009, с. 25-26.

13. Непогодин Д.С. К применению оверлейных кодов в модернизированном радиointерфейсе GPS. Сборник докладов студентов, аспирантов и молодых ученых, 63-я научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб, 2010, с.

14. Непогодин Д.С. Исследование эффективности битовой синхронизации оверлейных кодов. Сборник докладов студентов, аспирантов и молодых ученых, 65-я научно-техническая конференция, посвященная Дню Радио. СПб, 2010, с.39-40.

15. Непогодин Д.С. Разработка гидроакустического сигнала системы подводной навигации. XIV конференция молодых ученых «Навигация и управление движением (XIV КМУ 2012)». СПб: журнал Гироскопия и навигация №2 (77), 2012, с.154.

16. Боровицкий Д.С. Разработка варианта гидроакустического сигнала системы подводной навигации в условиях быстрых замираний в канале. XV конференция молодых ученых «Навигация и управление движением (XV КМУ 2013)». СПб: журнал Гироскопия и навигация №2 (81), 2013, с.155.