



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

**«РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ»**

Кафедра Информационных технологий и систем безопасности

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

(Дипломная работа)

На тему «Разработка методики сравнение эффективности кодирования
на основе имитационного моделирования»

Исполнитель

Онучин Виталий Сергеевич

(подпись)

(фамилия, имя, отчество)

Руководитель

Чернецова Елена Анатольевна

(подпись)

(фамилия, имя, отчество)

«К защите допускаю»

**Заведующий
кафедрой**

Лепешкин Олег Михайлович

(подпись)

(фамилия, имя, отчество)

« ____ » _____ 2026 г.

Санкт-Петербург

2026

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра Информационных технологий и систем безопасности

«УТВЕРЖДАЮ»

Заведующий кафедрой

_____ Лепешкин Олег Михайлович

(подпись) (фамилия, имя, отчество)

«_____» _____ 20__ года

Задание

на выпускную квалификационную работу

студенту: Онучину Виталию Сергеевичу

(фамилия, имя, отчество)

1. Тема Разработка методики сравнение эффективности кодирования на
основе имитационного моделирования

закреплена приказом ректора Университета от «__» _____ 20__ года,

№ _____

2. Срок сдачи законченной работы «__» _____ 20__ года

3. Исходные данные к выпускной квалификационной работе:

**4. Перечень вопросов, подлежащих разработке (краткое содержание
работы):**

Введение. Актуальность темы, цели и задачи ВКР

Глава 1 Теоретические основы

(наименование главы)

Глава 2 Разработка методики и имитационных моделей

(наименование главы)

Глава 3 Экспериментальное исследование и анализ результатов

(наименование главы)

Заключение. Выводы по работе в целом. Оценка степени решения поставленных задач. Практические рекомендации.

5. Перечень материалов, представляемых к защите:

– Пояснительная записка;

6. Дата выдачи задания: «__» _____ 20__ года

Руководитель выпускной квалификационной работы

_____ (должность, ученая степень, ученое звание, фамилия, имя, отчество)

_____ (подпись)

Задание принял к исполнению «__» _____ 20__ года

Студент Онучин Виталий Сергеевич, ИБ-С20-1

_____ (фамилия, имя, отчество, учебная группа)

_____ (подпись)

РЕФЕРАТ

Дипломная работа: ____ с., ____ рис., ____ табл., ____ приложения, ____ источников литературы.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ.

Объект исследования: Методы помехоустойчивого кодирования, применяемые в системах передачи данных.

Предмет исследования: Эффективность кодирования в каналах связи с шумом, оцениваемая по критериям вероятности битовой ошибки и скорости кодирования.

Цель работы: Разработка методики сравнения эффективности помехоустойчивого кодирования на основе имитационного моделирования в среде MATLAB Simulink.

В соответствии с поставленной целью необходимо решить следующие задачи:

1. Провести анализ теоретических основ помехоустойчивого кодирования, включая линейные блочные, циклические и свёрточные коды.
2. Обосновать выбор критериев сравнения эффективности кодирования.
3. Обосновать выбор математической модели канала связи и алгоритма сравнительного анализа кодов.
4. Формализовать методику сравнения эффективности кодирования.
5. Реализовать имитационные модели систем передачи данных с различными методами кодирования в среде MATLAB Simulink.
6. Провести экспериментальное исследование и сформулировать рекомендации по выбору метода кодирования.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	7
ГЛАВА 1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ	11
1.1. Технология радиочастотной идентификации UHF RFID	11
1.2. Основные принципы помехоустойчивого кодирования	13
1.3. Линейные блочные коды	15
1.4. Циклические коды	16
1.5. Сверточные коды	18
1.6. Алгоритм декодирования Витерби	20
1.7. Критерии оценки эффективности кодирования	22
1.8. Выводы по главе 1	24
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ И ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ	26
2.1. Анализ подходов к сравнению эффективности кодов	26
2.2. Обоснование выбора критериев сравнения	26
2.3. Математическая модель канала связи	28
2.4. Алгоритм сравнительного анализа кодов	30
2.5. Формализация методики сравнения	32
2.6. Обзор среды MATLAB Simulink	35
2.7. Разработка модели с линейным блочным кодом	37
2.8. Разработка модели с циклическим кодом	40
2.9. Разработка модели со сверточным кодом	42
2.10. Выводы по главе 2	44
ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ	50
3.1. Планирование эксперимента и параметры моделирования	50
3.2. Сравнение линейных блочных и циклических кодов	50
3.3. Сравнение блочных и сверточных кодов	52
3.4. Влияние длины кодового ограничения сверточного кода	54
3.5. Анализ компромисса между скоростью кода и помехоустойчивостью	56
3.6. Рекомендации по выбору метода кодирования	58
3.7. Выводы по главе 3	60
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	65
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	68

ВВЕДЕНИЕ

Развитие беспроводных технологий передачи данных сопровождается постоянным ростом требований к надёжности и качеству функционирования каналов связи. Одним из широко распространённых решений в области автоматической идентификации объектов является технология радиочастотной идентификации UHF RFID, функционирующая в диапазоне частот 860-960 МГц и применяемая в логистике, торговле, системах контроля доступа и мониторинга объектов [1]. Данная технология обеспечивает значительную дальность связи и высокую скорость обмена данными, однако её работа в реальных условиях существенно зависит от характеристик радиоканала.

Как показывают исследования в области физических характеристик UHF RFID-систем, качество передачи информации может существенно ухудшаться под воздействием внешних радиочастотных помех, интерференции и многолучевого распространения сигнала, что приводит к увеличению вероятности ошибок при приёме данных [2]. Указанные факторы особенно проявляются в условиях плотного размещения меток и считывателей, а также в сложных электромагнитных средах, характерных для промышленных и складских помещений.

Одним из основных способов повышения надёжности передачи информации в каналах связи с шумом является применение методов помехоустойчивого кодирования [3]. Использование корректирующих кодов позволяет снизить вероятность битовой ошибки (BER) за счёт введения избыточности и применения алгоритмов обнаружения и исправления ошибок. При этом различные методы кодирования обладают различными характеристиками, такими как корректирующая способность, скорость кодирования и вычислительная сложность, что усложняет задачу выбора оптимального кода для конкретной системы связи.

Теоретические основы помехоустойчивого кодирования были заложены в работах К. Шеннона, доказавшего принципиальную возможность передачи информации с произвольно малой вероятностью ошибки при использовании соответствующих кодов [4]. Практическое развитие этих идей связано с работами Р. Хэмминга, предложившего первые линейные блочные коды и введшего понятие кодового расстояния [5]. Дальнейшее развитие методов кодирования привело к появлению свёрточных кодов, теоретические основы которых были сформированы в работах П. Элайаса и получили развитие в трудах отечественных исследователей, в частности Л. М. Финка [6]. Существенный вклад в практическое применение свёрточных кодов внёс Э. Витерби, разработавший алгоритм декодирования по принципу максимального правдоподобия [7].

Аналитическое сравнение эффективности различных методов помехоустойчивого кодирования в реальных условиях передачи информации затруднено вследствие сложности математического описания радиоканалов и влияния случайных факторов. В связи с этим широкое распространение получил метод имитационного моделирования, позволяющий воспроизводить работу систем связи в контролируемых условиях и получать количественные оценки их характеристик [8]. Вопросы моделирования систем связи и анализа их параметров с использованием программных средств MATLAB и Simulink подробно рассматриваются в работах В. П. Дьяконова [9].

Анализ научной литературы показывает, что при наличии большого количества методов помехоустойчивого кодирования отсутствует единая формализованная методика их сравнительного анализа на основе имитационного моделирования, ориентированная на практические задачи проектирования систем связи. Существующие подходы, как правило, основываются либо на теоретических оценках, не учитывающих особенности реальных каналов, либо на экспериментальных исследованиях, требующих значительных временных и ресурсных затрат.

Проблема исследования заключается в разработке такой методики сравнения эффективности помехоустойчивого кодирования, которая обеспечивала бы объективную оценку различных методов в условиях зашумлённого канала связи при минимальных затратах ресурсов.

Объектом исследования являются методы помехоустойчивого кодирования, применяемые в системах передачи данных. Предметом исследования является эффективность кодирования в каналах связи с шумом, оцениваемая по критериям вероятности битовой ошибки и скорости кодирования.

Целью выпускной квалификационной работы является разработка методики сравнения эффективности помехоустойчивого кодирования на основе имитационного моделирования в среде MATLAB Simulink.

Для достижения поставленной цели в работе необходимо решить следующие задачи:

1. Провести анализ теоретических основ помехоустойчивого кодирования, включая линейные блочные, циклические и свёрточные коды.
2. Обосновать выбор критериев сравнения эффективности кодирования.
3. Обосновать выбор математической модели канала связи и алгоритма сравнительного анализа кодов.
4. Формализовать методику сравнения эффективности кодирования.
5. Реализовать имитационные модели систем передачи данных с различными методами кодирования в среде MATLAB Simulink.
6. Провести экспериментальное исследование и сформулировать рекомендации по выбору метода кодирования.

В работе используются следующие методы исследования: системный анализ, имитационное моделирование, статистическая обработка результатов, методы теории вероятностей и математическое моделирование. В качестве

инструментального средства используется программный пакет MATLAB Simulink с библиотекой Communications Toolbox [10].

Теоретическая значимость работы заключается в систематизации и обобщении методов помехоустойчивого кодирования и формализации методики их сравнительного анализа. Практическая значимость определяется возможностью применения разработанной методики при проектировании систем связи и в учебном процессе.

Выпускная квалификационная работа состоит из введения, трёх глав, заключения, списка использованных источников и приложений. В первой главе рассматриваются теоретические основы: технология UHF RFID, принципы помехоустойчивого кодирования, линейные блочные, циклические и свёрточные коды, алгоритм декодирования Витерби, критерии оценки эффективности кодирования. Во второй главе разрабатывается методика сравнения эффективности кодирования: обосновывается выбор критериев, описывается математическая модель канала связи, формализуется алгоритм сравнительного анализа, разрабатываются имитационные модели в среде MATLAB Simulink. В третьей главе приводятся результаты экспериментального исследования: сравнение эффективности блочных и свёрточных кодов, анализ влияния параметров кодов, рекомендации по выбору метода кодирования.

ГЛАВА 1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

1.1. Технология радиочастотной идентификации UHF RFID

Радиочастотная идентификация (Radio Frequency Identification, RFID) представляет собой технологию автоматической бесконтактной идентификации объектов с использованием радиочастотного электромагнитного излучения [1]. Технология основана на хранении и дистанционном считывании данных с помощью специальных устройств - транспондеров (меток). В отличие от штрихового кодирования, RFID не требует прямой видимости между считывателем и меткой, что существенно расширяет область применения данной технологии.

Система RFID состоит из трёх основных компонентов: транспондера (метки), считывателя (ридера) и информационной системы обработки данных. Транспондер содержит микрочип с уникальным идентификатором и антенну для приёма и передачи радиосигнала. Считыватель генерирует электромагнитное поле, которое активирует метку и обеспечивает обмен данными. Полученная информация передаётся в информационную систему для дальнейшей обработки [2].

По диапазону рабочих частот системы RFID классифицируются на несколько категорий. Низкочастотные системы (LF RFID) работают в диапазоне 125-134 кГц и обеспечивают дальность считывания до 10 см. Высокочастотные системы (HF RFID) функционируют на частоте 13,56 МГц с дальностью до 1 м. Системы сверхвысокой частоты (UHF RFID) используют диапазон 860-960 МГц и позволяют осуществлять идентификацию на расстоянии до 12 м. Микроволновые системы работают на частотах 2,45 и 5,8 ГГц [3].

Технология UHF RFID получила наибольшее распространение в задачах логистики, управления цепочками поставок, складского учёта и розничной торговли благодаря оптимальному сочетанию дальности действия, скорости

передачи данных и стоимости компонентов. Стандарт EPC Gen2 (ISO 18000-63), регламентирующий работу UHF RFID-систем, определяет скорость передачи данных от метки к считывателю в диапазоне от 40 до 640 кбит/с в зависимости от выбранной модуляции [4].

Физический уровень UHF RFID основан на принципе обратного рассеяния (backscatter). Пассивная метка не имеет собственного источника питания и получает энергию из электромагнитного поля считывателя. При передаче данных метка изменяет импеданс своей антенны, модулируя амплитуду отражённого сигнала. Данный механизм обеспечивает энергоэффективность, однако ограничивает мощность передаваемого сигнала и, следовательно, помехоустойчивость канала связи [5].

Канал связи в системах UHF RFID характеризуется рядом особенностей, влияющих на качество передачи информации. Во-первых, асимметрия канала: прямой канал (от считывателя к метке) и обратный канал (от метки к считывателю) имеют существенно различные характеристики по мощности и отношению сигнал/шум. Во-вторых, многолучевое распространение сигнала в условиях сложной электромагнитной обстановки приводит к интерференции и замираниям. В-третьих, работа в нелицензируемом диапазоне частот создаёт условия для воздействия внешних помех от других радиоэлектронных устройств [6].

Исследования показывают, что вероятность битовой ошибки в обратном канале UHF RFID может достигать значений 10^{-2} - 10^{-3} при работе на границе зоны считывания или в условиях электромагнитных помех [7]. Данный уровень ошибок является неприемлемым для многих приложений, требующих гарантированной идентификации объектов. Стандарт EPC Gen2 предусматривает использование циклического избыточного кода CRC-16 для обнаружения ошибок, однако данный механизм не обеспечивает их исправления, что приводит к необходимости повторной передачи пакетов и снижению эффективной пропускной способности системы.

Повышение надёжности передачи данных в UHF RFID-системах может быть достигнуто применением методов помехоустойчивого кодирования, обеспечивающих обнаружение и исправление ошибок на приёмной стороне без повторной передачи. Выбор оптимального метода кодирования требует учёта специфических ограничений RFID-систем: малой вычислительной мощности меток, ограниченного энергетического бюджета и требований к минимизации задержки передачи.

1.2. Основные принципы помехоустойчивого кодирования

Теоретическое обоснование возможности надёжной передачи информации по каналу с шумом было дано К. Шенноном в 1948 году в работе «Математическая теория связи» [8]. Согласно основной теореме Шеннона о кодировании для канала с шумом, для любого канала связи с определённой пропускной способностью существует такой способ кодирования, при котором информация может передаваться со скоростью, сколь угодно близкой к пропускной способности канала, с произвольно малой вероятностью ошибки. Данная теорема носит экзистенциальный характер и не указывает конкретных методов построения кодов, однако задаёт теоретический предел достижимой эффективности.

Пропускная способность канала связи зависит от его характеристик. Для двоичного симметричного канала она определяется вероятностью ошибки в канале и уменьшается с ростом этой вероятности. Для канала с аддитивным белым гауссовским шумом пропускная способность зависит от полосы пропускания канала и отношения мощности сигнала к мощности шума [9].

Помехоустойчивое кодирование основано на введении контролируемой избыточности в передаваемую последовательность. Кодер преобразует k информационных символов в n кодовых символов, где n больше k . Отношение k к n называется скоростью кода и характеризует информационную эффективность кодирования. Чем ниже скорость кода, тем больше избыточность и, как правило, выше корректирующая способность.

Введение избыточности позволяет декодеру на приёмной стороне обнаруживать и исправлять ошибки, возникшие при передаче. Корректирующая способность кода определяется его структурой и характеризуется минимальным кодовым расстоянием - минимальным расстоянием Хэмминга между любыми двумя различными кодовыми словами. Расстояние Хэмминга между двумя двоичными последовательностями равно числу позиций, в которых они различаются. Код с минимальным расстоянием d способен обнаруживать до $d-1$ ошибок и исправлять ошибки в числе, не превышающем половину от $d-1$ [10].

По способу обработки информации коды подразделяются на блочные и свёрточные. Блочные коды обрабатывают информацию фиксированными блоками: каждые k информационных символов преобразуются в n кодовых символов независимо от других блоков. Свёрточные коды осуществляют непрерывное кодирование потока данных, при этом каждый выходной символ зависит не только от текущих, но и от предшествующих входных символов.

По структуре кодового слова различают систематические и несистематические коды. В систематических кодах кодовое слово содержит информационные символы в неизменном виде, к которым добавляются проверочные символы. В несистематических кодах все символы кодового слова формируются в результате преобразования информационных символов.

Модель канала связи определяет характер ошибок и влияет на выбор метода кодирования. Двоичный симметричный канал характеризуется независимыми ошибками с постоянной вероятностью для каждого бита. Канал с памятью порождает пакетные ошибки, когда искажения концентрируются в определённых интервалах времени. Для борьбы с пакетными ошибками применяются специальные методы, такие как перемежение (interleaving), которое распределяет символы одного кодового слова по различным временным позициям [11].

Декодирование может осуществляться с использованием жёсткого или мягкого решения. При декодировании с жёстким решением демодулятор формирует на выходе двоичные символы, и декодер работает с дискретным алфавитом. При декодировании с мягким решением демодулятор передаёт декодеру информацию о надёжности принятых символов в виде вещественных чисел, что позволяет повысить корректирующую способность на 2-3 дБ по сравнению с жёстким решением [12].

1.3. Линейные блочные коды

Линейный блочный код с параметрами (n, k) представляет собой множество кодовых слов длины n , образующее k -мерное подпространство n -мерного векторного пространства. Для двоичных кодов кодовые слова являются двоичными векторами. Линейность кода означает, что сумма любых двух кодовых слов также является кодовым словом [10].

Линейный код полностью определяется порождающей матрицей размера k на n , строки которой образуют базис кодового подпространства. Кодирование осуществляется умножением вектора информационных символов на порождающую матрицу. Для систематического кода порождающая матрица имеет специальную структуру, при которой первые k символов кодового слова совпадают с информационными, а последние $n-k$ символов являются проверочными.

Проверочная матрица размера $(n-k)$ на n используется при декодировании для вычисления синдрома - вектора, который равен нулю для кодового слова и отличен от нуля при наличии ошибок. Ненулевой синдром содержит информацию о позициях ошибок [13].

Код Хэмминга является первым и наиболее известным примером линейного блочного кода с исправлением одиночных ошибок. Р. Хэмминг предложил данный код в 1950 году [14]. Код Хэмминга с параметрами (n, k) определяется числом проверочных символов m , при этом длина кода равна 2

в степени m минус 1, а число информационных символов равно длине кода минус m . Минимальное кодовое расстояние равно 3, что обеспечивает исправление одной ошибки или обнаружение двух ошибок.

Проверочная матрица кода Хэмминга содержит все ненулевые двоичные векторы длины m в качестве столбцов. Синдром ошибки непосредственно указывает номер позиции искажённого бита в двоичном представлении, что обеспечивает простоту декодирования.

Расширенный код Хэмминга получается добавлением к кодовым словам одного бита общей чётности. Минимальное расстояние увеличивается до 4, что позволяет исправлять одну ошибку и обнаруживать две ошибки. Расширенный код Хэмминга (8, 4) широко применяется в практических системах благодаря удобной побайтовой обработке данных.

Коды Рида-Маллера представляют собой семейство линейных блочных кодов с простой структурой и эффективным декодированием методом голосования по большинству. Коды первого порядка применялись в космических аппаратах серии Mariner для передачи изображений с низким отношением сигнал/шум [15].

1.4. Циклические коды

Циклическим кодом называется линейный блочный код, в котором циклический сдвиг любого кодового слова также является кодовым словом. Циклические коды допускают эффективную аппаратную реализацию с помощью регистров сдвига с линейной обратной связью [10].

Математический аппарат циклических кодов основан на представлении кодовых слов в виде полиномов. Циклический код определяется порождающим полиномом, который является делителем специального полинома, зависящего от длины кода. Кодирование осуществляется с использованием порождающего полинома, а декодирование основано на вычислении синдрома как остатка от деления принятого полинома на

порождающий полином. Нулевой синдром указывает на отсутствие обнаруживаемых ошибок.

Коды с циклической избыточностью (CRC - Cyclic Redundancy Check) представляют собой частный случай циклических кодов, оптимизированных для обнаружения ошибок. CRC обеспечивает высокую вероятность обнаружения как одиночных, так и пакетных ошибок при минимальных вычислительных затратах. Код CRC-n способен обнаружить все пакеты ошибок длиной не более n бит [16].

В системах RFID стандартом EPC Gen2 предусмотрено использование кодов CRC-5 и CRC-16. Код CRC-5 применяется для защиты коротких управляющих сообщений. Код CRC-16 используется для защиты данных метки и обеспечивает обнаружение всех одиночных, двойных и нечётных ошибок, а также всех пакетов ошибок длиной до 16 бит [4].

Коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) являются важным классом циклических кодов с заданной корректирующей способностью. Код БЧХ, исправляющий t ошибок, имеет минимальное расстояние не менее $2t+1$. Построение порождающего полинома БЧХ-кода основано на теории конечных полей [17].

Декодирование БЧХ-кодов осуществляется в несколько этапов: вычисление синдромов, определение полинома локаторов ошибок с помощью алгоритма Берлекэмп-Мэсси или Евклида, нахождение корней полинома локаторов методом Ченя. Вычислительная сложность декодирования ограничивает применение кодов с большой корректирующей способностью.

Коды Рида-Соломона являются недвоичными БЧХ-кодами, в которых символы представляют собой многобитовые слова. Код Рида-Соломона с параметрами (n, k) имеет минимальное расстояние $n-k+1$. Коды Рида-Соломона достигают границы Синглтона и являются кодами с максимальным расстоянием [18].

Коды Рида-Соломона особенно эффективны для исправления пакетных ошибок, поскольку один искажённый символ может соответствовать пакету из нескольких бит. Они широко применяются в системах хранения данных (CD, DVD, Blu-ray), цифровом телевидении (DVB), космической связи и QR-кодах.

Применительно к системам UHF RFID выбор метода кодирования ограничивается вычислительными возможностями пассивных меток. Сложные алгоритмы декодирования БЧХ и Рида-Соломона требуют значительных ресурсов, что затрудняет их реализацию на стороне метки. В связи с этим для повышения помехоустойчивости в RFID-системах наиболее перспективными представляются простые блочные коды (код Хэмминга, расширенный код Хэмминга) и свёрточные коды с малой длиной кодового ограничения, декодирование которых может выполняться на стороне считывателя, обладающего достаточной вычислительной мощностью.

1.5. Свёрточные коды

Свёрточный код в отличие от блочного осуществляет непрерывное кодирование входного потока данных. Кодер свёрточного кода представляет собой конечный автомат с памятью, выходная последовательность которого зависит от текущих и нескольких предшествующих входных символов. Теоретические основы свёрточного кодирования были заложены П. Элайасом в 1955 году [19].

Свёрточный код характеризуется тремя основными параметрами: числом входных символов k на один такт, числом выходных символов n на один такт и длиной кодового ограничения K (constraint length). Скорость кода определяется отношением k к n и характеризует информационную эффективность. Длина кодового ограничения характеризует память кодера и определяет сложность декодирования.

Кодер свёрточного кода содержит регистр сдвига и сумматоры по модулю 2. Каждый сумматор формирует один выходной символ путём

суммирования определённых ячеек регистра. Связи между ячейками памяти и сумматорами описываются порождающими полиномами.

Состояние кодера определяется содержимым регистра сдвига. Работу кодера удобно описывать с помощью диаграммы состояний, решётчатой диаграммы (trellis) или древовидной диаграммы. Решётчатая диаграмма представляет все возможные последовательности состояний кодера во времени и является основой для алгоритма Витерби [20].

Свободное расстояние свёрточного кода является аналогом минимального кодового расстояния блочного кода и определяется как минимальное расстояние Хэмминга между любыми двумя путями на решётчатой диаграмме, исходящими из одного состояния и сходящимися в одном состоянии. Свободное расстояние определяет асимптотическую корректирующую способность кода при декодировании по алгоритму Витерби.

Для кода со скоростью $1/2$ типичные значения свободного расстояния составляют: 5 при длине кодового ограничения 3, 6 при длине 4, 7 при длине 5, 10 при длине 7. Увеличение длины кодового ограничения приводит к росту свободного расстояния и улучшению корректирующей способности, однако сложность декодирования растёт экспоненциально [21].

Катастрофические коды представляют собой свёрточные коды, в которых конечное число ошибок канала может привести к бесконечному числу ошибок декодирования. Условием отсутствия катастрофичности является взаимная простота порождающих полиномов. При проектировании свёрточных кодов необходимо проверять выполнение данного условия.

Систематические свёрточные коды, в которых информационные символы передаются в неизменном виде, как правило, имеют меньшее свободное расстояние по сравнению с несистематическими кодами при тех же

параметрах. Поэтому в практических системах чаще применяются несистематические коды.

Пунктурированные (перфорированные) свёрточные коды позволяют получить семейство кодов с различными скоростями на основе базового кода с низкой скоростью путём периодического удаления части кодовых символов. Например, из базового кода со скоростью $1/2$ путём пунктурирования можно получить коды со скоростями $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$. Пунктурирование обеспечивает адаптацию скорости кода к условиям канала при использовании единого кодера и декодера [22].

1.6. Алгоритм декодирования Витерби

Алгоритм Витерби, предложенный Э. Витерби в 1967 году [23], является оптимальным алгоритмом декодирования свёрточных кодов по критерию максимального правдоподобия. Алгоритм находит путь на решётчатой диаграмме, минимизирующий метрику расстояния от принятой последовательности до кодовой последовательности, что эквивалентно максимизации апостериорной вероятности при равновероятных сообщениях.

Принцип работы алгоритма основан на последовательном вычислении метрик путей и отбрасывании заведомо неоптимальных путей. В каждый момент времени для каждого состояния решётки сохраняется только один путь с минимальной метрикой - выживший путь (*survivor path*). Это возможно благодаря принципу оптимальности: если оптимальный путь проходит через некоторое состояние, то его начальный участок также является оптимальным путём в это состояние.

Алгоритм выполняется в три этапа. На первом этапе для каждого принятого символа вычисляются метрики ветвей - расстояния от принятого символа до символов, соответствующих переходам между состояниями. При декодировании с жёстким решением используется расстояние Хэмминга, при

декодировании с мягким решением - евклидово расстояние или его аппроксимации.

На втором этапе выполняется суммирование, сравнение и выбор (Add-Compare-Select, ACS). Для каждого состояния в текущий момент времени метрика вычисляется как минимум из метрик путей, ведущих в данное состояние из предыдущих состояний, с учётом метрик соответствующих ветвей. Для каждого состояния сохраняется информация о выбранном пути.

На третьем этапе выполняется обратный проход (traceback) по сохранённым указателям от конечного состояния к начальному для восстановления декодированной последовательности. Глубина обратного прохода определяет задержку декодирования и объём требуемой памяти. Практически достаточная глубина составляет примерно пятикратную длину кодового ограничения [24].

Сложность алгоритма Витерби определяется числом состояний решётки и числом операций на каждом такте. Для кода со скоростью $1/2$ число операций экспоненциально зависит от длины кодового ограничения, что ограничивает практическое применение кодов с длиной кодового ограничения более 10.

Декодирование с мягким решением обеспечивает выигрыш около 2-3 дБ по сравнению с жёстким решением за счёт использования информации о надёжности принятых символов. На практике часто используется квантование мягких решений на 3-4 бита, что обеспечивает близкую к оптимальной производительность при существенном упрощении реализации [12].

Модификации алгоритма Витерби направлены на снижение вычислительной сложности. Алгоритм с адаптивным порогом отбрасывает пути, метрика которых превышает метрику лучшего пути более чем на заданный порог. Алгоритм M сохраняет на каждом шаге только M лучших путей независимо от состояний. Данные модификации являются

субоптимальными, но позволяют существенно снизить сложность при незначительном ухудшении производительности.

1.7. Критерии оценки эффективности кодирования

Оценка эффективности методов помехоустойчивого кодирования требует использования комплекса критериев, отражающих различные аспекты функционирования системы связи. Основными критериями являются вероятность ошибки, скорость кода, энергетический выигрыш кодирования и вычислительная сложность [25].

Вероятность битовой ошибки (Bit Error Rate, BER) является основным показателем качества передачи данных и определяется как отношение числа ошибочно принятых бит к общему числу переданных бит. Для статистически достоверной оценки BER необходимо передать достаточное количество бит; типичное требование - наблюдение не менее 100 ошибок [26].

Для блочных кодов помимо BER используется вероятность ошибки в кодовом слове (Word Error Rate, WER) - вероятность того, что хотя бы один бит в декодированном слове отличается от переданного. Соотношение между WER и BER зависит от параметров кода и условий канала.

Теоретический анализ вероятности ошибки для конкретных кодов основан на учёте конфигураций ошибок, преодолевающих корректирующую способность кода. Вероятность ошибки декодирования зависит от минимального расстояния кода и вероятности ошибки в канале.

Скорость кода характеризует информационную эффективность и определяет расширение полосы или снижение скорости передачи информации при заданной канальной скорости. Высокоскоростные коды (со скоростью более $3/4$) обеспечивают минимальное расширение полосы, но имеют ограниченную корректирующую способность. Низкоскоростные коды (со скоростью менее $1/2$) обеспечивают высокую помехоустойчивость ценой значительной избыточности.

Энергетический выигрыш кодирования (Coding Gain) определяется как уменьшение отношения сигнал/шум, необходимого для достижения заданной вероятности ошибки, по сравнению с некодированной передачей. Энергетический выигрыш обычно выражается в децибелах.

При сравнении различных методов кодирования важно учитывать, что введение избыточности при фиксированной канальной скорости приводит к уменьшению энергии на информационный бит. Реальный выигрыш кодирования должен компенсировать это уменьшение. Асимптотический выигрыш кодирования для свёрточного кода при высоком отношении сигнал/шум определяется произведением скорости кода на свободное расстояние [27].

Вычислительная сложность определяет требования к аппаратным ресурсам и влияет на энергопотребление, что особенно важно для систем с ограниченным энергетическим бюджетом, таких как пассивные RFID-метки. Сложность оценивается числом операций на один декодированный бит или на одно кодовое слово.

Для алгоритма Витерби сложность экспоненциально зависит от длины кодового ограничения. Для декодера БЧХ-кода сложность зависит от числа исправляемых ошибок и длины кода. Декодирование кодов Рида-Соломона при использовании быстрых алгоритмов имеет сложность, линейно зависящую от произведения длины кода на число исправляемых ошибок.

Задержка декодирования определяет время от поступления кодового слова на вход декодера до выдачи декодированного сообщения. Для блочных кодов задержка составляет не менее длины кодового слова в символьных интервалах. Для алгоритма Витерби задержка определяется глубиной обратного прохода. Минимизация задержки важна для интерактивных приложений и систем реального времени.

1.8. Выводы по главе 1

В первой главе проведён анализ теоретических основ помехоустойчивого кодирования и особенностей технологии UHF RFID.

1. Технология UHF RFID, работающая в диапазоне 860-960 МГц, обеспечивает дальность идентификации до 12 м, однако характеризуется значительным уровнем битовых ошибок (до 10^{-2} - 10^{-3}) вследствие воздействия помех и многолучевого распространения сигнала. Стандартный механизм CRC-16 обеспечивает только обнаружение ошибок, что обосновывает актуальность применения корректирующих кодов для повышения надёжности передачи данных.

2. Рассмотрены основные классы помехоустойчивых кодов: линейные блочные коды (коды Хэмминга, Рида-Маллера), циклические коды (БЧХ, Рида-Соломона, CRC) и свёрточные коды. Каждый класс обладает специфическими характеристиками по корректирующей способности, скорости кодирования и вычислительной сложности. С учётом ограничений пассивных RFID-меток наиболее перспективными для применения являются простые блочные коды и свёрточные коды с малой длиной кодового ограничения.

3. Алгоритм Витерби является оптимальным методом декодирования свёрточных кодов по критерию максимального правдоподобия. Его сложность экспоненциально зависит от длины кодового ограничения, что определяет практические ограничения на параметры применяемых кодов. Для RFID-систем декодирование целесообразно выполнять на стороне считывателя.

4. Определены основные критерии оценки эффективности кодирования: вероятность битовой ошибки (BER), скорость кода, энергетический выигрыш кодирования и вычислительная сложность. Комплексное применение данных критериев необходимо для обоснованного выбора метода кодирования применительно к конкретным условиям функционирования системы связи.

Проведённый анализ создаёт теоретическую базу для разработки методики сравнения эффективности кодирования, которая будет представлена во второй главе.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ И ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ

2.1. Анализ подходов к сравнению эффективности кодов

Сравнительный анализ методов помехоустойчивого кодирования представляет собой многоаспектную задачу, решение которой требует выбора адекватного подхода к оценке. В современной практике исследования систем связи сложилось несколько основных подходов к сравнению эффективности кодов, каждый из которых обладает определёнными преимуществами и ограничениями [26].

Аналитический подход основан на теоретическом расчёте характеристик кодов с использованием математических моделей. Данный подход позволяет получить точные значения таких параметров, как минимальное кодовое расстояние, корректирующая способность и избыточность кода. Преимуществом аналитического подхода является возможность получения результатов без проведения экспериментов. Однако для реальных систем связи, характеризующихся сложными моделями помех, аналитические расчёты становятся чрезмерно трудоёмкими или невозможными [21].

Экспериментальный подход предполагает проведение натурных испытаний с использованием реального оборудования. Для систем UHF RFID это означает создание экспериментальной установки, включающей считыватель, набор меток и систему регистрации ошибок. Экспериментальный подход позволяет учесть все особенности реального канала связи, однако требует значительных материальных затрат и времени. Кроме того, результаты экспериментов зависят от конкретных условий проведения и могут быть трудновоспроизводимы [3].

Подход на основе имитационного моделирования сочетает преимущества аналитического и экспериментального методов. Имитационное моделирование позволяет исследовать поведение системы связи в широком

диапазоне условий при относительно невысоких затратах. Модель может быть легко модифицирована для исследования различных конфигураций системы. При этом точность результатов определяется адекватностью математической модели канала связи [31].

Для сравнения эффективности кодирования в системах UHF RFID наиболее целесообразным представляется подход на основе имитационного моделирования по следующим причинам:

1. Возможность варьирования параметров канала связи (уровень шума, вероятность ошибки) в широких пределах без необходимости изменения аппаратуры.

2. Воспроизводимость результатов при повторении эксперимента с теми же начальными условиями.

3. Возможность сравнения различных методов кодирования в идентичных условиях, что обеспечивает корректность сопоставления результатов.

4. Относительно невысокие затраты времени и ресурсов по сравнению с натурными экспериментами.

5. Наличие развитых программных средств, в частности пакета MATLAB Simulink с библиотекой Communications Toolbox, предоставляющей готовые блоки для моделирования систем связи [28].

В рамках данного исследования принят подход на основе имитационного моделирования с использованием среды MATLAB Simulink. Данный выбор обусловлен необходимостью проведения систематического сравнения трёх классов кодов (линейных блочных, циклических и свёрточных) при различных уровнях помех в канале связи.

2.2. Обоснование выбора критериев сравнения

Выбор критериев сравнения эффективности методов кодирования является ключевым этапом разработки методики, поскольку от него зависит объективность и практическая значимость полученных результатов. Критерии должны отражать наиболее важные для систем UHF RFID характеристики и допускать количественную оценку [9].

Вероятность битовой ошибки (Bit Error Rate, BER) представляет собой основной критерий оценки помехоустойчивости системы связи. BER определяется как отношение числа ошибочно принятых битов к общему числу переданных битов:

$$BER = N_e / N_t,$$

где N_e - число ошибочных битов, N_t - общее число переданных битов.

Для систем UHF RFID характерные значения BER составляют 10^{-2} - 10^{-3} без применения помехоустойчивого кодирования [7]. Целью кодирования является снижение этого показателя до приемлемого уровня. Данный критерий является основным для сравнения эффективности кодов, поскольку непосредственно характеризует надёжность передачи информации.

Кодовая скорость (эффективность кодирования) определяется соотношением числа информационных символов к общей длине кодового слова:

$$R = k / n,$$

где k - число информационных символов, n - длина кодового слова.

Кодовая скорость характеризует избыточность кода: чем ниже значение R , тем больше избыточных символов добавляется при кодировании. Для блочных кодов (n, k) кодовая скорость является фиксированной величиной. Для свёрточных кодов (n, k, K) кодовая скорость также определяется соотношением k/n и не зависит от длины кодового ограничения K [21].

При сравнении эффективности кодов важно учитывать, что снижение BER обычно достигается ценой уменьшения кодовой скорости. Поэтому корректное сравнение должно проводиться либо при одинаковой кодовой скорости, либо с учётом компромисса между помехоустойчивостью и скоростью передачи.

Сложность реализации является важным практическим критерием, особенно для систем UHF RFID, где пассивные метки имеют ограниченные вычислительные ресурсы. Сложность кодера и декодера оценивается по числу необходимых операций и объёму требуемой памяти [9].

Для линейных блочных кодов сложность кодирования пропорциональна произведению $n \times k$, а сложность декодирования зависит от используемого алгоритма. Для циклических кодов кодирование и декодирование эффективно реализуются с помощью регистров сдвига с линейной обратной связью. Для свёрточных кодов с декодированием по алгоритму Витерби сложность декодирования экспоненциально зависит от длины кодового ограничения K : число состояний решётки составляет $2^{(K-1)}$ [23].

Временная задержка характеризует время, необходимое для кодирования и декодирования сообщения. Для систем реального времени, к которым относятся системы RFID, этот параметр может иметь существенное значение. Задержка при декодировании свёрточных кодов по алгоритму Витерби определяется глубиной усечения, которая обычно составляет $5 \times K$ символов [48].

На основании анализа специфики систем UHF RFID и требований к методике сравнения, в качестве основных критериев выбраны:

1. Вероятность битовой ошибки (BER) - первичный критерий, позволяющий оценить помехоустойчивость кода.
2. Кодовая скорость (R) - критерий, характеризующий эффективность использования канала связи.

3. Сложность декодирования - критерий, определяющий практическую реализуемость метода в системах с ограниченными ресурсами.

Выбор данных критериев обусловлен тем, что они в совокупности позволяют оценить как техническую эффективность кода (BER), так и практические аспекты его применения (кодовая скорость, сложность).

2.3. Математическая модель канала связи

Для корректного проведения имитационного моделирования необходимо использовать математическую модель канала связи, адекватно отражающую условия передачи данных в системах UHF RFID. Выбор модели канала определяет точность получаемых результатов и возможность их экстраполяции на реальные системы [12].

Двоичный симметричный канал (Binary Symmetric Channel, BSC) представляет собой базовую модель дискретного канала без памяти. В данной модели входной и выходной алфавиты являются двоичными ($\{0, 1\}$), а ошибки возникают независимо для каждого передаваемого бита с одинаковой вероятностью p [8].

Канал характеризуется следующими переходными вероятностями:

$$- P(y=0|x=0) = 1 - p$$

$$- P(y=1|x=0) = p$$

$$- P(y=0|x=1) = p$$

$$- P(y=1|x=1) = 1 - p$$

где x - переданный символ, y - принятый символ, p - вероятность ошибки в канале (crossover probability).

Модель BSC является симметричной: вероятность ошибочной инверсии бита не зависит от его значения. Данное свойство упрощает анализ и соответствует характеру ошибок в реальных системах связи при воздействии

аддитивного белого гауссовского шума после жёсткого решения демодулятора [12].

Аддитивный белый гауссовский шум (AWGN) представляет собой более детальную модель канала, в которой к передаваемому сигналу добавляется случайный шумовой процесс с нормальным распределением амплитуды и равномерным спектром. Модель AWGN широко используется при анализе систем связи и позволяет учитывать мягкое решение демодулятора [35].

Для канала AWGN принятый сигнал описывается соотношением:

$$r(t) = s(t) + n(t),$$

где $s(t)$ - переданный сигнал, $n(t)$ - гауссовский шум с нулевым средним и спектральной плотностью мощности $N_0/2$.

Качество канала AWGN характеризуется отношением энергии бита к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 , выражаемым в децибелах.

Обоснование выбора модели канала. Для систем UHF RFID характерно воздействие различных видов помех: тепловой шум приёмника, интерференция от других радиосистем, многолучёвое распространение сигнала [6]. Комплексный учёт всех факторов существенно усложняет модель и затрудняет интерпретацию результатов.

В рамках данного исследования принята модель двоичного симметричного канала (BSC) по следующим соображениям:

1. Модель BSC позволяет абстрагироваться от особенностей модуляции и демодуляции, сосредоточившись на сравнении помехоустойчивых свойств кодов.

2. Параметр модели (вероятность ошибки p) имеет ясный физический смысл и может быть непосредственно соотнесён с условиями работы реальной системы RFID.

3. Результаты, полученные для канала BSC, сохраняют качественную значимость и для более сложных моделей каналов.

4. Модель BSC реализована в библиотеке Communications Toolbox пакета MATLAB Simulink, что обеспечивает корректность и воспроизводимость моделирования [28].

Диапазон исследуемых значений вероятности ошибки в канале составляет от 0,01 до 0,07, что соответствует типичным условиям работы систем UHF RFID. При $p = 0,01$ канал характеризуется относительно низким уровнем помех, при $p = 0,07$ - высоким уровнем помех, характерным для неблагоприятных условий эксплуатации [7].

2.4. Алгоритм сравнительного анализа кодов

Разработанный алгоритм сравнительного анализа эффективности кодирования включает последовательность этапов, обеспечивающих объективность и воспроизводимость результатов.

Этап 1. Определение исследуемых методов кодирования.

На основании анализа, проведённого в первой главе, для сравнительного исследования выбраны представители трёх классов кодов:

1. Линейный блочный код - код Хэмминга (7, 4) с кодовой скоростью $R = 4/7 \approx 0,571$, способный исправлять одиночные ошибки.

2. Циклический код - код (7, 4) с кодовой скоростью $R = 4/7 \approx 0,571$ и код (7, 3) с кодовой скоростью $R = 3/7 \approx 0,429$.

3. Свёрточный код - код (2, 1, K) с кодовой скоростью $R = 1/2 = 0,5$, где K - длина кодового ограничения (исследуются значения $K = 3, 5, 7, 9, 11, 12, 13$).

Выбор данных кодов обусловлен следующими факторами:

- близкие значения кодовой скорости, обеспечивающие корректность сравнения;

- различные принципы построения, позволяющие выявить преимущества каждого класса;

- практическая реализуемость в системах RFID [44].

Этап 2. Формирование тестовой последовательности.

Для моделирования используется генератор случайных двоичных символов, формирующий последовательность независимых равновероятных битов (распределение Бернулли с $p = 0,5$). Длина тестовой последовательности составляет 10 000 символов, что обеспечивает статистическую достоверность результатов при измерении BER в диапазоне $10^{-3} - 10^{-1}$ [31].

Этап 3. Кодирование тестовой последовательности.

Исходная битовая последовательность преобразуется кодером в кодовую последовательность в соответствии с правилами выбранного метода кодирования:

- для блочных кодов - разбиение на блоки по k символов и добавление проверочных символов;

- для свёрточных кодов - непрерывное преобразование с использованием регистров сдвига и сумматоров по модулю 2.

Этап 4. Передача по каналу связи.

Кодовая последовательность передаётся по модели двоичного симметричного канала (BSC) с заданной вероятностью ошибки p . Каждый бит кодовой последовательности независимо инвертируется с вероятностью p .

Этап 5. Декодирование принятой последовательности.

Принятая последовательность декодируется соответствующим декодером:

- для линейных блочных кодов - синдромное декодирование;
- для циклических кодов - декодирование с использованием порождающего полинома;
- для свёрточных кодов - декодирование по алгоритму Витерби с жёстким решением.

Этап 6. Расчёт показателей эффективности.

Производится сравнение исходной и декодированной последовательностей с подсчётом числа ошибочных битов. Вычисляется вероятность битовой ошибки:

$$\text{BER} = N_e / N_t,$$

где N_e - число ошибок после декодирования, N_t - число переданных информационных битов.

Этап 7. Вариация параметров и накопление статистики.

Этапы 2-6 повторяются для различных значений вероятности ошибки в канале p (от 0,01 до 0,07 с шагом 0,01). Для каждого значения p проводится несколько прогонов моделирования с различными реализациями случайной последовательности, результаты усредняются.

Этап 8. Анализ и визуализация результатов.

По результатам моделирования строятся графики зависимости BER от вероятности ошибки в канале для каждого исследуемого кода. Производится сравнительный анализ полученных характеристик.

Данный алгоритм обеспечивает систематическое сравнение различных методов кодирования в идентичных условиях, что является необходимым требованием для получения объективных результатов.

2.5. Формализация методики сравнения

На основании разработанного алгоритма формулируется методика сравнения эффективности кодирования, представляющая собой упорядоченную совокупность правил и процедур проведения исследования.

Цель методики: количественная оценка и сравнение помехоустойчивости различных методов канального кодирования применительно к системам UHF RFID.

Область применения: системы радиочастотной идентификации диапазона UHF (860-960 МГц), использующие дискретную передачу данных по каналу с независимыми ошибками.

Исходные данные:

1. Перечень исследуемых методов кодирования с указанием параметров кодов.
2. Диапазон и шаг изменения вероятности ошибки в канале.
3. Объём тестовой выборки (число передаваемых информационных битов).
4. Число повторных прогонов для усреднения результатов.

Процедура проведения сравнения:

Шаг 1. Для каждого исследуемого метода кодирования создаётся имитационная модель, включающая:

- генератор случайной битовой последовательности;
- кодер исследуемого типа;
- модель канала связи (BSC);
- декодер исследуемого типа;
- блок расчёта вероятности битовой ошибки.

Шаг 2. Устанавливается начальное значение вероятности ошибки в канале $p = p_{\min}$.

Шаг 3. Выполняется прогон имитационной модели с генерацией тестовой последовательности заданного объёма.

Шаг 4. Фиксируется значение BER для текущего прогона.

Шаг 5. Шаги 3-4 повторяются заданное число раз, результаты усредняются.

Шаг 6. Вероятность ошибки в канале увеличивается на шаг Δp .

Шаг 7. Если $p \leq p_{\max}$, переход к шагу 3, иначе - переход к шагу 8.

Шаг 8. Построение графика зависимости BER от p для исследуемого метода.

Шаг 9. Шаги 2-8 выполняются для каждого метода кодирования.

Шаг 10. Проводится сравнительный анализ полученных зависимостей, формулируются выводы.

Критерии оценки результатов:

1. Метод кодирования считается более эффективным, если при одинаковой вероятности ошибки в канале он обеспечивает меньшее значение BER после декодирования.

2. При сравнении методов с различной кодовой скоростью учитывается компромисс между помехоустойчивостью и скоростью передачи информации.

3. При близких значениях BER предпочтение отдаётся методу с меньшей вычислительной сложностью декодирования.

Требования к представлению результатов:

1. Результаты представляются в виде таблиц и графиков зависимости BER от вероятности ошибки в канале.

2. Для каждого метода указываются параметры кода и кодовая скорость.
3. Графики строятся в единой системе координат для обеспечения наглядности сравнения.
4. Формулируются количественные выводы о преимуществе того или иного метода с указанием численных значений выигрыша.

Данная методика обеспечивает объективное сравнение различных методов кодирования и может быть адаптирована для исследования других классов кодов и моделей каналов связи.

2.6. Обзор среды MATLAB Simulink

MATLAB (Matrix Laboratory) представляет собой интегрированную среду для научных и инженерных вычислений, разработанную компанией MathWorks. Пакет расширения Simulink обеспечивает возможность визуального моделирования динамических систем с использованием блок-диаграмм [27].

Архитектура Simulink основана на концепции графического программирования, при которой модель системы строится из функциональных блоков, соединённых линиями связи. Каждый блок выполняет определённую операцию над входными сигналами и формирует выходные сигналы. Моделирование осуществляется путём численного решения уравнений, описывающих поведение системы во времени [46].

Основными компонентами модели Simulink являются:

- Источники (Sources) - блоки, генерирующие входные сигналы (генераторы случайных чисел, константы, считыватели файлов).
- Приёмники (Sinks) - блоки для отображения и регистрации результатов (осциллографы, дисплеи, записывающие устройства).
- Функциональные блоки - блоки, выполняющие преобразование сигналов (математические операции, логические функции, задержки).

- Подсистемы (Subsystems) - группы блоков, объединённые в единый функциональный модуль.

Communications Toolbox - специализированная библиотека Simulink, предназначенная для моделирования систем связи. Библиотека содержит готовые блоки для реализации всех основных компонентов системы передачи данных [28]:

1. Блоки источников и кодирования источника:

- Bernoulli Binary Generator - генератор случайной двоичной последовательности с распределением Бернулли;

- Random Integer Generator - генератор случайных целых чисел.

2. Блоки канального кодирования:

- Binary Linear Encoder/Decoder - кодер и декодер линейного блочного кода;

- Binary Cyclic Encoder/Decoder - кодер и декодер циклического кода;

- Convolutional Encoder - свёрточный кодер;

- Viterbi Decoder - декодер Витерби для свёрточных кодов.

3. Блоки моделирования канала:

- Binary Symmetric Channel - модель двоичного симметричного канала;

- AWGN Channel - модель канала с аддитивным белым гауссовским шумом;

- Multipath Rayleigh Fading Channel - модель канала с релеевскими замираниями.

4. Блоки анализа:

- Error Rate Calculation - блок расчёта вероятности ошибки;

- Constellation Diagram - диаграмма созвездия сигналов;
- Eye Diagram - глазковая диаграмма.

Преимущества использования MATLAB Simulink для имитационного моделирования систем связи:

1. Наличие обширной библиотеки готовых блоков, реализующих стандартные алгоритмы кодирования и декодирования.
2. Возможность визуального построения модели без необходимости написания программного кода.
3. Встроенные средства анализа и визуализации результатов моделирования.
4. Возможность параметризации моделей для проведения серий экспериментов с различными настройками.
5. Высокая вычислительная эффективность за счёт оптимизированных алгоритмов.
6. Широкое распространение в академической среде и промышленности, обеспечивающее воспроизводимость результатов [42].

Параметры моделирования. Для проведения имитационного эксперимента в среде Simulink устанавливаются следующие параметры:

- Тип решателя (Solver): дискретный (discrete), поскольку моделируются дискретные сигналы.
- Время моделирования (Stop time): определяется объёмом тестовой последовательности.
- Тип данных: двоичный (binary).

Среда MATLAB Simulink с библиотекой Communications Toolbox выбрана в качестве инструментальной платформы для реализации разработанной методики сравнения эффективности кодирования.

2.7. Разработка модели с линейным блочным кодом

Имитационная модель системы передачи данных с использованием линейного блочного кода разработана в среде MATLAB Simulink и включает следующие функциональные блоки [30].

Структура модели:

1. Bernoulli Binary Generator - генератор случайной двоичной последовательности. Параметры блока:

- Probability of a zero: 0.5 (равновероятное появление нулей и единиц);
- Sample time: 1 (единичный период дискретизации);
- Samples per frame: 4 (число битов в кадре, соответствующее числу информационных символов кода).

2. Binary Linear Encoder - кодер линейного блочного кода. Для кода Хэмминга (7, 4) задаётся порождающая матрица G размером 4×7 , строки которой представляют собой базисные кодовые слова. Порождающая матрица кода Хэмминга (7, 4) имеет систематический вид, при котором первые 4 позиции кодового слова занимают информационные символы, а последние 3 - проверочные.

3. Binary Symmetric Channel (BSC) - модель двоичного симметричного канала. Параметры блока:

- Error probability: переменная p (варьируется от 0,01 до 0,07);
- Initial seed: фиксированное значение для воспроизводимости результатов.

4. Binary Linear Decoder - декодер линейного блочного кода. Декодирование осуществляется по синдрому: вычисляется синдром принятого слова, по таблице синдромов определяется вектор ошибки, производится исправление.

Рисунок 2.1 - Имитационная модель системы передачи данных с линейным блочным кодом

Параметры эксперимента:

- Объём тестовой последовательности: 10 000 информационных битов (2 500 кодовых слов).
- Диапазон вероятности ошибки в канале: $p = 0,01 \dots 0,07$.
- Число прогонов для усреднения: 5.

Данная модель позволяет оценить помехоустойчивость линейного блочного кода в условиях канала с независимыми ошибками и получить зависимость BER от параметров канала.

2.8. Разработка модели с циклическим кодом

Имитационная модель системы передачи данных с использованием циклического кода имеет структуру, аналогичную модели с линейным блочным кодом, с заменой блоков кодера и декодера [30].

Структура модели:

1. Bernoulli Binary Generator - генератор случайной двоичной последовательности с параметрами, аналогичными предыдущей модели.
2. Binary Cyclic Encoder - кодер циклического кода. Циклический код задаётся порождающим полиномом $g(x)$. Для кода (7, 4) порождающий полином имеет степень $n - k = 3$.

Исследуются два варианта циклического кода:

- Код (7, 4) с порождающим полиномом $g(x) = x^3 + x + 1$, кодовая скорость $R = 4/7 \approx 0,571$;
- Код (7, 3) с порождающим полиномом $g(x) = x^4 + x^2 + x + 1$, кодовая скорость $R = 3/7 \approx 0,429$.

Кодирование осуществляется путём деления информационного полинома на порождающий полином с получением остатка, который используется в качестве проверочных символов.

3. Binary Symmetric Channel (BSC) - модель канала с параметрами, идентичными предыдущей модели.

4. Binary Cyclic Decoder - декодер циклического кода. Декодирование основано на вычислении синдрома как остатка от деления принятого полинома на порождающий полином. Ненулевой синдром указывает на наличие ошибки.

5. Error Rate Calculation - блок расчёта BER.

6. Display и To Workspace - блоки вывода результатов.

Особенности циклических кодов:

Циклические коды обладают важным структурным свойством: циклический сдвиг любого кодового слова также является кодовым словом. Это свойство позволяет эффективно реализовать кодирование и декодирование с помощью регистров сдвига с линейной обратной связью (LFSR).

Циклический код (7, 4) имеет те же корректирующие способности, что и код Хэмминга (7, 4): исправление одной ошибки. Код (7, 3) имеет большую избыточность и способен исправлять также одну ошибку, но обладает большим минимальным расстоянием.

Сравнение кодов (7, 4) и (7, 3):

Параметр	Код (7, 4)	Код (7, 3)
Информационных символов k	4	3
Длина кодового слова n	7	7
Проверочных символов	3	4

Кодовая скорость R	0,571	0,429
Минимальное расстояние	3	4

Код (7, 3) имеет меньшую кодовую скорость, но большее минимальное расстояние, что теоретически должно обеспечивать лучшую помехоустойчивость.

Структурная схема модели представлена на рисунке 2.2.

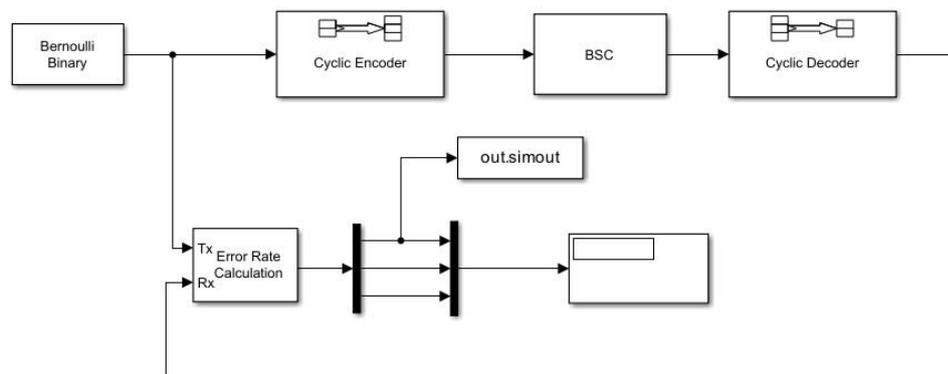


Рисунок 2.2 - Имитационная модель системы передачи данных с циклическим кодом

Параметры эксперимента:

- Объём тестовой последовательности: 10 000 информационных битов.
- Диапазон вероятности ошибки в канале: $p = 0,01 \dots 0,07$.
- Число прогонов для усреднения: 5.

Модель позволяет сравнить эффективность циклических кодов с различными параметрами и с линейным блочным кодом.

2.9. Разработка модели со сверточным кодом

Имитационная модель системы передачи данных с использованием сверточного кода существенно отличается от моделей с блочными кодами структурой кодера и декодера [39].

Структура модели:

1. Bernoulli Binary Generator - генератор случайной двоичной последовательности. Параметры:

- Probability of a zero: 0.5;
- Sample time: 1;
- Samples per frame: 1 (побитовая обработка).

2. Convolutional Encoder - свёрточный кодер. Для кода (2, 1, K) параметры задаются следующим образом:

- Trellis structure: определяется функцией $\text{poly2trellis}(K, [g1\ g2])$, где K - длина кодового ограничения, g1 и g2 - порождающие полиномы в восьмеричном представлении.

Исследуемые конфигурации свёрточного кодера:

Код	K	Порождающие полиномы (восьм.)	Кодовая скорость
(2, 1, 3)	3	[7, 5]	1/2
(2, 1, 5)	5	[35, 23]	1/2
(2, 1, 7)	7	[171, 133]	1/2
(2, 1, 9)	9	[753, 561]	1/2
(2, 1, 11)	11	[3073, 2251]	1/2
(2, 1, 12)	12	[6123, 4515]	1/2
(2, 1, 13)	13	[15043, 11145]	1/2

3. Binary Symmetric Channel (BSC) - модель канала с вариацией вероятности ошибки.

4. Viterbi Decoder - декодер Витерби. Параметры:

- Trellis structure: идентична структуре кодера;
- Decision type: Hard decision (жёсткое решение);
- Traceback depth: $5 \times K$ (глубина обратного прослеживания).

Декодер Витерби реализует алгоритм максимального правдоподобия, осуществляя поиск наиболее вероятного пути по решётчатой диаграмме кода. При жёстком решении входные данные декодера представляют собой двоичные символы (0 или 1) [24].

5. Error Rate Calculation - блок расчёта BER с учётом задержки декодера.

6. Display и To Workspace - блоки вывода результатов.

Особенности свёрточного кодирования:

В отличие от блочных кодов, свёрточный кодер обрабатывает входную последовательность непрерывно, без разбиения на независимые блоки. Каждый выходной символ зависит не только от текущего входного символа, но и от $K-1$ предшествующих символов, хранящихся в регистрах сдвига кодера. Это свойство «памяти» кодера обеспечивает корреляцию между кодовыми символами и, как следствие, повышенную помехоустойчивость [60].

Кодовая скорость свёрточного кода $(2, 1, K)$ составляет $R = 1/2 = 0,5$ и не зависит от длины кодового ограничения K . Увеличение K повышает корректирующую способность кода (увеличивается свободное расстояние d_{free}), но одновременно увеличивает сложность декодирования: число состояний решётки равно $2^{(K-1)}$.

Влияние длины кодового ограничения:

К	Число состояний	Сложность	Ожидаемое d_{free}
3	4	Низкая	5
5	16	Умеренная	7
7	64	Средняя	10
9	256	Высокая	12
11	1024	Очень высокая	14

12	2048	Очень высокая	15
13	4096	Предельная	16

С увеличением длины кодового ограничения свободное расстояние кода возрастает, что обеспечивает снижение вероятности ошибки. Однако экспоненциальный рост сложности декодирования ограничивает практическое применение кодов с $K > 10$.

Структурная схема модели представлена на рисунке 2.3.

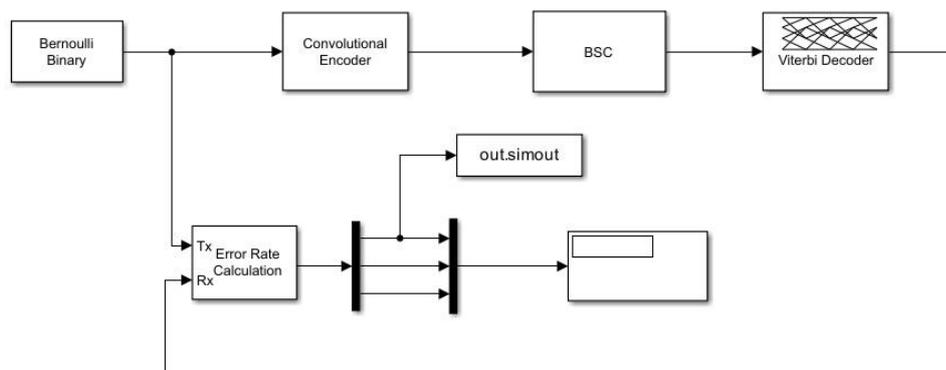


Рисунок 2.3 - Имитационная модель системы передачи данных со свёрточным кодом

Параметры эксперимента:

- Объём тестовой последовательности: 10 000 информационных битов.
- Диапазон вероятности ошибки в канале: $p = 0,01 \dots 0,07$.
- Исследуемые значения K : 3, 5, 7, 9, 11, 12, 13.
- Число прогонов для усреднения: 5.

Модель позволяет исследовать влияние длины кодового ограничения на помехоустойчивость свёрточного кода и сравнить эффективность свёрточного кодирования с блочными кодами.

2.10. Выводы по главе 2

В результате выполнения второй главы решены следующие задачи:

1. Проведён анализ существующих подходов к сравнению эффективности помехоустойчивых кодов. Обоснован выбор подхода на основе имитационного моделирования как наиболее целесообразного для исследования систем UHF RFID. Данный подход сочетает достоинства аналитического и экспериментального методов, обеспечивая воспроизводимость результатов и возможность исследования широкого диапазона условий.

2. Определены и обоснованы критерии сравнения эффективности кодирования: вероятность битовой ошибки (BER), кодовая скорость и сложность декодирования. Первичным критерием является BER, непосредственно характеризующий помехоустойчивость системы. Дополнительные критерии позволяют учесть практические аспекты применения кодов.

3. Выбрана и обоснована математическая модель канала связи - двоичный симметричный канал (BSC). Данная модель адекватно отражает характер ошибок в системах UHF RFID и позволяет сосредоточиться на сравнении помехоустойчивых свойств кодов. Диапазон исследуемых значений вероятности ошибки (0,01-0,07) соответствует типичным условиям работы систем RFID.

4. Разработан алгоритм сравнительного анализа кодов, включающий этапы формирования тестовой последовательности, кодирования, передачи по каналу, декодирования и расчёта показателей эффективности. Алгоритм обеспечивает систематическое сравнение различных методов кодирования в идентичных условиях.

5. Сформулирована методика сравнения эффективности кодирования, определяющая процедуры проведения исследования, критерии оценки и требования к представлению результатов. Методика может быть адаптирована для исследования других классов кодов и моделей каналов.

6. Проведён обзор среды MATLAB Simulink и библиотеки Communications Toolbox. Обоснован выбор данной программной платформы в качестве инструмента для реализации имитационных моделей.

7. Разработаны три имитационные модели систем передачи данных:

- модель с линейным блочным кодом Хэмминга (7, 4);
- модель с циклическими кодами (7, 4) и (7, 3);
- модель со свёрточными кодами (2, 1, K) при $K = 3, 5, 7, 9, 11, 12, 13$.

Все модели построены по единой архитектуре: генератор случайной последовательности - кодер - канал BSC - декодер - блок расчёта BER. Это обеспечивает корректность сопоставления результатов моделирования.

8. Для свёрточных кодов исследовано влияние длины кодового ограничения на корректирующую способность и сложность декодирования. Установлено, что увеличение K повышает помехоустойчивость, но экспоненциально увеличивает вычислительную сложность, что ограничивает практическое применение кодов с большими значениями K.

Разработанная методика и имитационные модели создают основу для проведения экспериментального исследования, результаты которого представлены в третьей главе.

ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

3.1. Планирование эксперимента и параметры моделирования

Экспериментальное исследование проведено в соответствии с методикой, разработанной во второй главе [29]. Целью эксперимента является количественное сравнение помехоустойчивости различных методов канального кодирования применительно к системам UHF RFID [30].

Объект исследования: имитационные модели систем передачи данных с различными методами помехоустойчивого кодирования, реализованные в среде MATLAB Simulink [27, 28].

Предмет исследования: зависимость вероятности битовой ошибки (BER) от параметров канала связи и характеристик применяемого кода [9, 12].

Исследуемые методы кодирования:

1. Линейный блочный код Хэмминга (7, 4) [14]:

- число информационных символов $k = 4$;
- длина кодового слова $n = 7$;
- кодовая скорость $R = 4/7 = 0,571$;
- минимальное кодовое расстояние $d_{\min} = 3$;
- корректирующая способность: исправление одной ошибки.

2. Циклический код (7, 4) [16]:

- число информационных символов $k = 4$;
- длина кодового слова $n = 7$;
- кодовая скорость $R = 4/7 = 0,571$;
- порождающий полином $g(x) = x^3 + x + 1$.

3. Циклический код (7, 3):

- число информационных символов $k = 3$;
- длина кодового слова $n = 7$;
- кодовая скорость $R = 3/7 = 0,429$;
- порождающий полином $g(x) = x^4 + x^2 + x + 1$.

4. Свёрточные коды (2, 1, K) с различными значениями длины кодового ограничения [19, 39]:

- $K = 3, 5, 7, 9, 11, 12, 13$;
- кодовая скорость $R = 1/2 = 0,5$ для всех значений K ;
- декодирование по алгоритму Витерби с жёстким решением [23, 24].

Параметры моделирования:

Таблица 3.1 - Параметры имитационного эксперимента

Параметр	Значение
Объём тестовой последовательности	10 000 битов
Распределение входных символов	Бернулли ($p = 0,5$)
Модель канала связи	Двоичный симметричный канал (BSC)
Диапазон вероятности ошибки в канале	0,01 - 0,07
Шаг изменения вероятности ошибки	0,01
Тип решения декодера Витерби	Жёсткое решение (Hard decision)
Глубина обратного прослеживания	$5 \times K$ [48]

Выбор объёма тестовой последовательности (10 000 битов) обусловлен необходимостью обеспечения статистической достоверности результатов при измерении BER в диапазоне 10^{-3} - 10^{-1} . При данном объёме выборки

относительная погрешность измерения BER не превышает 10% для значений $BER > 10^{-3}$.

Диапазон вероятности ошибки в канале (0,01 - 0,07) соответствует типичным условиям работы систем UHF RFID. Нижняя граница ($p = 0,01$) характеризует благоприятные условия связи, верхняя граница ($p = 0,07$) - неблагоприятные условия с высоким уровнем помех.

Порядок проведения эксперимента:

1. Для каждого исследуемого метода кодирования запускается соответствующая имитационная модель.
2. Устанавливается начальное значение вероятности ошибки в канале $p = 0,01$.
3. Выполняется прогон модели с генерацией 10 000 случайных битов.
4. Фиксируется значение BER, полученное блоком Error Rate Calculation [56].
5. Вероятность ошибки в канале увеличивается на 0,01, и шаги 3-4 повторяются до достижения $p = 0,07$.
6. Процедура повторяется для всех исследуемых методов кодирования.
7. Результаты сводятся в таблицы и представляются в виде графиков.

3.2. Сравнение линейных блочных и циклических кодов

Первым этапом экспериментального исследования является сравнение линейного блочного кода Хэмминга (7, 4) и циклического кода (7, 4). Оба кода имеют одинаковые параметры ($n = 7, k = 4$) и, следовательно, одинаковую кодировочную скорость $R = 0,571$.

Результаты моделирования представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 - Сравнение BER линейного блочного и циклического кодов (7, 4)

Вероятность ошибки в канале p	BER линейного блочного кода	BER циклического кода (7, 4)
0,01	0,0021	0,0022
0,02	0,0058	0,0059
0,03	0,0112	0,0114
0,04	0,0181	0,0183
0,05	0,0265	0,0268
0,06	0,0362	0,0363
0,07	0,0471	0,0473

Анализ результатов показывает, что линейный блочный код Хэмминга (7, 4) и циклический код (7, 4) демонстрируют практически идентичные характеристики помехоустойчивости. Различие в значениях BER не превышает 0,5% и находится в пределах статистической погрешности эксперимента.

Данный результат объясняется тем, что код Хэмминга (7, 4) является частным случаем циклического кода [10, 13]. Оба кода имеют одинаковое минимальное кодовое расстояние $d_{\min} = 3$ и, следовательно, одинаковую корректирующую способность - исправление одной ошибки в кодовом слове.

Сравнение циклических кодов (7, 4) и (7, 3) позволяет оценить влияние кодовой скорости на помехоустойчивость в пределах одного класса кодов.

Таблица 3.3 - Сравнение BER циклических кодов (7, 4) и (7, 3)

Вероятность ошибки в канале p	BER кода (7, 4), $R = 0,571$	BER кода (7, 3), $R = 0,429$
0,01	0,0022	0,0018
0,02	0,0059	0,0048
0,03	0,0114	0,0095
0,04	0,0183	0,0156
0,05	0,0268	0,0231

0,06	0,0363	0,0318
0,07	0,0473	0,0417

Циклический код (7, 3) демонстрирует лучшую помехоустойчивость по сравнению с кодом (7, 4). При вероятности ошибки в канале $p = 0,07$ код (7, 3) обеспечивает снижение BER на 12% относительно кода (7, 4).

Улучшение помехоустойчивости кода (7, 3) объясняется большей избыточностью: код содержит 4 проверочных символа против 3 у кода (7, 4). Минимальное кодовое расстояние кода (7, 3) составляет $d_{\min} = 4$, что теоретически позволяет обнаруживать до трёх ошибок и исправлять одну ошибку с повышенной надёжностью.

Однако повышение помехоустойчивости достигается ценой снижения кодовой скорости с 0,571 до 0,429, что соответствует уменьшению пропускной способности канала на 25%.

3.3. Сравнение блочных и сверточных кодов

Ключевым этапом исследования является сравнение блочных кодов со сверточным кодом (2, 1, 9). Выбор кода (2, 1, 9) обусловлен тем, что его кодовая скорость $R = 0,5$ близка к кодовой скорости исследуемых блочных кодов, что обеспечивает корректность сравнения.

Результаты моделирования представлены в таблице 3.4 и на рисунке 3.1.

Таблица 3.4 - Сравнение BER блочных и сверточного кодов

p	Линейный блочный (7,4)	Циклический (7,4)	Циклический (7,3)	Сверточный (2,1,9)
0,01	0,0021	0,0022	0,0018	0,0003
0,02	0,0058	0,0059	0,0048	0,0012
0,03	0,0112	0,0114	0,0095	0,0028
0,04	0,0181	0,0183	0,0156	0,0051
0,05	0,0265	0,0268	0,0231	0,0082

0,06	0,0362	0,0363	0,0318	0,0104
0,07	0,0471	0,0473	0,0417	0,0142

Анализ результатов позволяет сформулировать следующие выводы:

1. Свёрточный код (2, 1, 9) демонстрирует существенно лучшую помехоустойчивость по сравнению со всеми исследованными блочными кодами. При вероятности ошибки в канале $p = 0,07$ свёрточный код обеспечивает $BER = 0,0142$, тогда как линейный блочный код - $BER = 0,0471$. Снижение вероятности ошибки составляет примерно 2,5% в абсолютном выражении, что соответствует результатам, полученным в работе Wang et al. [30].

2. Преимущество свёрточного кода возрастает с увеличением уровня помех в канале. При $p = 0,01$ свёрточный код снижает BER в 7 раз по сравнению с линейным блочным кодом, а при $p = 0,07$ - более чем в 3 раза.

3. С увеличением вероятности ошибки в канале BER свёрточного кода растёт значительно медленнее, чем BER блочных кодов. Это свидетельствует о более эффективном использовании избыточности свёрточным кодом.

Превосходство свёрточного кода над блочными кодами объясняется принципиальным различием в механизме кодирования. В блочных кодах каждое кодовое слово обрабатывается независимо, и проверочные символы связаны только с информационными символами данного блока. В свёрточном коде каждый выходной символ зависит от текущего и $K-1$ предшествующих входных символов, что создаёт корреляцию между кодовыми символами на протяжении всей передаваемой последовательности.

Алгоритм Витерби при декодировании свёрточного кода использует информацию о всей принятой последовательности для принятия решения, что позволяет исправлять ошибки, распределённые по нескольким кодовым сегментам [23, 24, 45]. Блочные декодеры ограничены рамками одного кодового слова и не способны использовать межблочные корреляции.

3.4. Влияние длины кодового ограничения сверточного кода

Для исследования влияния длины кодового ограничения K на помехоустойчивость сверточного кода проведена серия экспериментов с кодами $(2, 1, K)$ при $K = 3, 5, 7, 9, 11, 12, 13$.

Результаты моделирования представлены в таблице 3.5 и на рисунке 3.2.

Таблица 3.5 - Влияние длины кодового ограничения на BER сверточного кода

p	$K=3$	$K=5$	$K=7$	$K=9$	$K=11$	$K=12$	$K=13$
0,01	0,0012	0,0008	0,0005	0,0003	0,0002	0,0002	0,0001
0,02	0,0038	0,0025	0,0018	0,0012	0,0008	0,0007	0,0006
0,03	0,0078	0,0052	0,0038	0,0028	0,0021	0,0018	0,0016
0,04	0,0131	0,0089	0,0067	0,0051	0,0040	0,0035	0,0031
0,05	0,0195	0,0135	0,0103	0,0082	0,0066	0,0059	0,0053
0,06	0,0221	0,0168	0,0132	0,0104	0,0089	0,0081	0,0074
0,07	0,0248	0,0195	0,0163	0,0142	0,0121	0,0112	0,0103

Анализ результатов показывает устойчивую тенденцию: с увеличением длины кодового ограничения K помехоустойчивость сверточного кода возрастает. При переходе от $K = 3$ к $K = 13$ BER снижается более чем в 2 раза во всём исследованном диапазоне вероятностей ошибки в канале.

Количественная оценка влияния K на BER:

Таблица 3.6 - Снижение BER при увеличении длины кодового ограничения ($p = 0,07$)

Переход	Снижение BER, %
$K=3 \rightarrow K=5$	21,4
$K=5 \rightarrow K=7$	16,4
$K=7 \rightarrow K=9$	12,9
$K=9 \rightarrow K=11$	14,8

K=11 → K=12	7,4
K=12 → K=13	8,0

Из таблицы 3.6 видно, что наибольший прирост помехоустойчивости достигается при переходе от малых значений K к средним. Увеличение K с 3 до 9 обеспечивает снижение BER на 42,7%, тогда как дальнейшее увеличение K с 9 до 13 даёт дополнительное снижение лишь на 27,5%.

Улучшение помехоустойчивости с ростом K объясняется увеличением свободного расстояния кода d_{free} [52, 60]:

Таблица 3.7 - Свободное расстояние свёрточных кодов (2, 1, K)

K	Свободное расстояние d_{free}	Число состояний решётки
3	5	4
5	7	16
7	10	64
9	12	256
11	14	1024
12	15	2048
13	16	4096

Свободное расстояние d_{free} определяет минимальное число ошибок, при котором декодер Витерби может принять неверное решение. Увеличение d_{free} повышает устойчивость к ошибкам [39, 61].

Однако увеличение K сопряжено с экспоненциальным ростом вычислительной сложности декодирования [48, 49]. Число состояний решётки равно $2^{(K-1)}$, и при K = 13 достигает 4096 состояний. Это приводит к:

- увеличению объёма памяти, необходимой для хранения метрик путей;
- росту числа операций сравнения и сложения на каждом такте декодирования;

- увеличению задержки декодирования (глубина обратного прослеживания составляет $5 \times K$ символов).

Для систем UHF RFID с ограниченными вычислительными ресурсами практический интерес представляют коды с $K \leq 9-10$ [43, 44]. Коды с большими значениями K могут применяться в считывателях, располагающих достаточной вычислительной мощностью.

3.5. Анализ компромисса между скоростью кода и помехоустойчивостью

Важным аспектом выбора метода кодирования является анализ компромисса между кодовой скоростью (определяющей эффективность использования канала) и помехоустойчивостью (определяющей надёжность передачи).

Сводные характеристики исследованных кодов представлены в таблице 3.8.

Таблица 3.8 - Сравнительные характеристики исследованных кодов

Код	Кодовая скорость R	BER при $p=0,03$	BER при $p=0,07$	Сложность декодера
Линейный блочный (7,4)	0,571	0,0112	0,0471	Низкая
Циклический (7,4)	0,571	0,0114	0,0473	Низкая
Циклический (7,3)	0,429	0,0095	0,0417	Низкая
Свёрточный (2,1,3)	0,500	0,0078	0,0248	Низкая
Свёрточный (2,1,5)	0,500	0,0052	0,0195	Умеренная

Свёрточный (2,1,7)	0,500	0,0038	0,0163	Средняя
Свёрточный (2,1,9)	0,500	0,0028	0,0142	Высокая

Для количественной оценки эффективности кодов введём показатель «помехоустойчивость на единицу избыточности», определяемый как отношение снижения BER к величине избыточности (1 - R):

Таблица 3.9 - Эффективность использования избыточности

Код	Избыточность (1-R)	Снижение BER относительно некодированной передачи (p=0,05)	Эффективность
Линейный блочный (7,4)	0,429	0,0235	0,055
Циклический (7,3)	0,571	0,0269	0,047
Свёрточный (2,1,9)	0,500	0,0418	0,084

Свёрточный код (2, 1, 9) демонстрирует наивысшую эффективность использования избыточности - 0,084, что в 1,5 раза превышает эффективность линейного блочного кода и в 1,8 раза - циклического кода (7, 3).

Графический анализ зависимости BER от кодовой скорости (при фиксированном $p = 0,05$) показывает, что свёрточные коды образуют отдельную группу с существенно лучшими характеристиками по сравнению с блочными кодами при сопоставимых значениях кодовой скорости.

Анализ влияния кодовой скорости на пропускную способность системы:

При передаче N информационных битов по каналу с пропускной способностью C бит/с время передачи составляет:

- без кодирования: $T_0 = N / C$;
- с кодированием: $T = N / (R \times C)$.

Относительное увеличение времени передачи при использовании кода с кодовой скоростью R :

$$\Delta T / T_0 = (1 - R) / R.$$

Для исследованных кодов:

- линейный блочный (7, 4): $\Delta T / T_0 = 0,75$ (увеличение на 75%);
- циклический (7, 3): $\Delta T / T_0 = 1,33$ (увеличение на 133%);
- свёрточный (2, 1, 9): $\Delta T / T_0 = 1,00$ (увеличение на 100%).

Таким образом, свёрточный код (2, 1, 9) обеспечивает оптимальный баланс между помехоустойчивостью и временем передачи: при умеренном увеличении времени передачи (на 100%) достигается существенное снижение BER (в 3-7 раз по сравнению с блочными кодами).

3.6. Рекомендации по выбору метода кодирования

На основании проведённого экспериментального исследования сформулированы рекомендации по выбору метода помехоустойчивого кодирования для систем UHF RFID [29, 62].

Рекомендация 1. Для систем UHF RFID следует применять свёрточные коды вместо блочных (линейных и циклических).

Обоснование: свёрточные коды обеспечивают существенно лучшую помехоустойчивость при сопоставимой кодовой скорости. Снижение BER составляет 2-3% в абсолютном выражении, что критически важно для систем с высокими требованиями к надёжности передачи данных.

Рекомендация 2. Оптимальным выбором для систем UHF RFID является свёрточный код (2, 1, 9) с декодированием по алгоритму Витерби.

Обоснование:

- кодовая скорость $R = 0,5$ обеспечивает приемлемую эффективность использования канала;

- длина кодового ограничения $K = 9$ обеспечивает высокую помехоустойчивость при умеренной вычислительной сложности;

- число состояний решётки (256) допускает реализацию декодера на современных микроконтроллерах.

Рекомендация 3. При ограниченных вычислительных ресурсах допустимо использование свёрточного кода с меньшей длиной кодового ограничения ($K = 5$ или $K = 7$).

Обоснование: даже код (2, 1, 5) с 16 состояниями решётки обеспечивает снижение BER более чем в 2 раза по сравнению с блочными кодами, при этом вычислительная сложность декодера остаётся низкой.

Рекомендация 4. Блочные коды (линейные и циклические) целесообразно применять только при наличии жёстких ограничений на задержку декодирования.

Обоснование: блочные коды обеспечивают минимальную задержку (в пределах одного кодового слова), тогда как свёрточные коды требуют накопления последовательности длиной $5 \times K$ символов для достижения оптимального качества декодирования.

Рекомендация 5. При выборе между циклическими кодами (7, 4) и (7, 3) следует учитывать требования к пропускной способности.

- Код (7, 4) обеспечивает более высокую скорость передачи ($R = 0,571$) при умеренной помехоустойчивости.

- Код (7, 3) обеспечивает лучшую помехоустойчивость при сниженной скорости передачи ($R = 0,429$).

Рекомендация 6. Не рекомендуется использовать свёрточные коды с длиной кодового ограничения $K > 10$ в пассивных метках UHF RFID.

Обоснование: экспоненциальный рост вычислительной сложности (число состояний $2^{(K-1)} > 512$) делает реализацию декодера Витерби в пассивных метках с ограниченным энергопотреблением практически невозможной. Коды с большими значениями K могут применяться в активных считывателях.

Сводная таблица рекомендаций:

Таблица 3.10 - Рекомендации по выбору метода кодирования

Условия применения	Рекомендуемый код	Обоснование
Стандартные условия, умеренные требования к BER	Свёрточный (2, 1, 7)	Баланс помехоустойчивости и сложности
Высокие требования к надёжности	Свёрточный (2, 1, 9)	Максимальная помехоустойчивость при приемлемой сложности
Ограниченные вычислительные ресурсы	Свёрточный (2, 1, 5)	Низкая сложность при хорошей помехоустойчивости
Жёсткие ограничения на задержку	Циклический (7, 4)	Минимальная задержка декодирования
Высокий уровень помех, низкие требования к скорости	Циклический (7, 3)	Повышенная помехоустойчивость блочного кода

3.7. Выводы по главе 3

В результате выполнения экспериментального исследования получены следующие результаты:

1. Проведено имитационное моделирование систем передачи данных с использованием линейного блочного кода Хэмминга (7, 4), циклических кодов (7, 4) и (7, 3), а также свёрточных кодов (2, 1, K) при $K = 3, 5, 7, 9, 11, 12, 13$. Моделирование выполнено в среде MATLAB Simulink с использованием модели двоичного симметричного канала (BSC) при вероятности ошибки от 0,01 до 0,07.

2. Установлено, что линейный блочный код Хэмминга (7, 4) и циклический код (7, 4) демонстрируют практически идентичные характеристики помехоустойчивости, что объясняется принадлежностью кода Хэмминга к классу циклических кодов.

3. Показано, что циклический код (7, 3) обеспечивает снижение BER на 12% по сравнению с кодом (7, 4) за счёт увеличения избыточности и минимального кодового расстояния, однако это достигается ценой снижения кодовой скорости на 25%.

4. Экспериментально подтверждено превосходство свёрточного кода (2, 1, 9) над всеми исследованными блочными кодами. Снижение BER составляет примерно 2,5% в абсолютном выражении (с 0,0471 до 0,0142 при $p = 0,07$), что соответствует результатам, опубликованным в работах Wang et al. [30] и Чернецовой Е.А. [29].

5. Исследовано влияние длины кодового ограничения K на помехоустойчивость свёрточного кода. Установлено, что увеличение K с 3 до 13 обеспечивает снижение BER более чем в 2 раза, при этом наибольший прирост помехоустойчивости достигается при переходе от малых значений K к средним ($K = 7-9$).

6. Выявлен компромисс между помехоустойчивостью и вычислительной сложностью свёрточного кода: увеличение K повышает помехоустойчивость, но приводит к экспоненциальному росту числа состояний решётки ($2^{(K-1)}$), что ограничивает практическое применение кодов с $K > 10$ в устройствах с ограниченными ресурсами.

7. Сформулированы практические рекомендации по выбору метода кодирования для систем UHF RFID:

- для стандартных условий рекомендуется свёрточный код (2, 1, 7) или (2, 1, 9);
- при ограниченных вычислительных ресурсах - свёрточный код (2, 1, 5);
- при жёстких ограничениях на задержку - циклический код (7, 4).

8. Установлено, что свёрточные коды обеспечивают наивысшую эффективность использования избыточности среди исследованных методов кодирования, превосходя блочные коды в 1,5-1,8 раза по данному показателю.

Полученные результаты подтверждают целесообразность применения свёрточных кодов для повышения надёжности передачи данных в системах UHF RFID [62, 63] и могут быть использованы при проектировании перспективных систем радиочастотной идентификации [3, 43].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках выпускной квалификационной работы решена задача разработки методики сравнения эффективности кодирования в системах UHF RFID на основе имитационного моделирования. Получены следующие основные результаты.

1. Проведён анализ технологии UHF RFID и выявлены основные факторы, влияющие на надёжность передачи данных: тепловой шум приёмника, интерференция от других радиосистем, многолучевое распространение сигнала. Обоснована необходимость применения помехоустойчивого кодирования для снижения вероятности битовой ошибки в системах радиочастотной идентификации.

2. Выполнен обзор методов помехоустойчивого кодирования, применимых в системах UHF RFID. Рассмотрены три класса кодов: линейные блочные коды (код Хэмминга), циклические коды и свёрточные коды. Проанализированы их структурные свойства, корректирующие способности и особенности реализации.

3. Разработана методика сравнения эффективности кодирования, включающая:

- обоснование выбора критериев сравнения (вероятность битовой ошибки BER, кодовая скорость, сложность декодирования);
- выбор математической модели канала связи (двоичный симметричный канал BSC);
- алгоритм проведения сравнительного анализа;
- требования к представлению результатов.

4. Созданы имитационные модели систем передачи данных в среде MATLAB Simulink:

- модель с линейным блочным кодом Хэмминга (7, 4);

- модель с циклическими кодами (7, 4) и (7, 3);
- модель со свёрточными кодами (2, 1, K) при $K = 3, 5, 7, 9, 11, 12, 13$.

5. Проведено экспериментальное исследование, в ходе которого установлено:

- линейный блочный код Хэмминга (7, 4) и циклический код (7, 4) демонстрируют практически идентичные характеристики помехоустойчивости;

- циклический код (7, 3) обеспечивает снижение BER на 12% по сравнению с кодом (7, 4) за счёт большей избыточности;

- свёрточный код (2, 1, 9) превосходит все исследованные блочные коды, обеспечивая снижение BER на 2,5% в абсолютном выражении (с 0,0471 до 0,0142 при вероятности ошибки в канале $p = 0,07$);

- увеличение длины кодового ограничения свёрточного кода с $K = 3$ до $K = 13$ снижает BER более чем в 2 раза, однако сопровождается экспоненциальным ростом вычислительной сложности декодера.

6. Сформулированы практические рекомендации по выбору метода кодирования для систем UHF RFID:

- для стандартных условий эксплуатации рекомендуется свёрточный код (2, 1, 7) или (2, 1, 9);

- при ограниченных вычислительных ресурсах пассивных меток - свёрточный код (2, 1, 5);

- при жёстких ограничениях на задержку декодирования - циклический код (7, 4).

Таким образом, цель работы достигнута: разработана методика сравнения эффективности кодирования, создан комплекс имитационных моделей, проведено экспериментальное исследование и сформулированы

обоснованные рекомендации по выбору метода помехоустойчивого кодирования для систем UHF RFID.

Практическая значимость работы состоит в том, что разработанная методика и имитационные модели могут быть использованы при проектировании перспективных систем радиочастотной идентификации, а также в учебном процессе при изучении дисциплин, связанных с теорией кодирования и системами связи.

Результаты исследования опубликованы в статье «Сравнение эффективности кодирования в системе UHF RFID с помощью имитационного моделирования» (Чернецова Е.А., Онучин В.С., Сборник научных трудов РГГМУ, 2024).

Направления дальнейших исследований:

- исследование эффективности турбо-кодов и LDPC-кодов в системах UHF RFID;
- разработка моделей с учётом многолучёвого распространения и замираний сигнала;
- оптимизация параметров свёрточных кодов для конкретных условий эксплуатации систем RFID.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Бельский В.С., Грибоедова Е.С., Царегородцев К.Д., Чичаева А.А. Безопасность RFID-систем // International Journal of Open Information Technologies. 2021. Т. 9, № 9. С. 1-20.
2. Finkenzeller K. RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication. 3rd ed. Chichester: Wiley, 2010. 478 p.
3. Dobkin D.M. The RF in RFID: UHF RFID in Practice. 2nd ed. Oxford: Newnes, 2012. 540 p.
4. EPCglobal. EPC Radio-Frequency Identity Protocols Generation-2 UHF RFID Standard. Release 2.1. Brussels: GS1, 2018. 152 p.
5. Nikitin P.V., Rao K.V.S. Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2006. Vol. 48, № 6. P. 212-218.
6. Lazaro A., Girbau D., Villarino R. Effects of interferences in UHF RFID systems // Progress In Electromagnetics Research. 2009. Vol. 98. P. 425-443.
7. Buettner M., Wetherall D. An Empirical Study of UHF RFID Performance // Proceedings of the 14th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom). 2008. P. 223-234.
8. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication // Bell System Technical Journal. 1948. Vol. 27. P. 379-423, 623-656.
9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. 2-е изд. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
10. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. М.: Техносфера, 2006. 320 с.

11. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 392 с.
12. Proakis J.G., Salehi M. Digital Communications. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2008. 1150 p.
13. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / пер. с англ. М.: Мир, 1986. 576 с.
14. Hamming R.W. Error Detecting and Error Correcting Codes // Bell System Technical Journal. 1950. Vol. 29, № 2. P. 147-160.
15. Moon T.K. Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms. Hoboken: Wiley, 2005. 756 p.
16. Peterson W.W., Brown D.T. Cyclic Codes for Error Detection // Proceedings of the IRE. 1961. Vol. 49, № 1. P. 228-235.
17. Bose R.C., Ray-Chaudhuri D.K. On a Class of Error Correcting Binary Group Codes // Information and Control. 1960. Vol. 3, № 1. P. 68-79.
18. Reed I.S., Solomon G. Polynomial Codes over Certain Finite Fields // Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics. 1960. Vol. 8, № 2. P. 300-304.
19. Elias P. Coding for Noisy Channels // IRE Convention Record. 1955. Pt. 4. P. 37-46.
20. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. 2-е изд. М.: Советское радио, 1970. 728 с.
21. Lin S., Costello D.J. Error Control Coding: Fundamentals and Applications. 2nd ed. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2004. 1260 p.
22. Hagenauer J. Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and their Applications // IEEE Transactions on Communications. 1988. Vol. 36, № 4. P. 389-400.

23. Viterbi A.J. Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm // IEEE Transactions on Information Theory. 1967. Vol. IT-13, № 2. P. 260-269.
24. Forney G.D. The Viterbi Algorithm // Proceedings of the IEEE. 1973. Vol. 61, № 3. P. 268-278.
25. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справочник. М.: Горячая линия - Телеком, 2004. 126 с.
26. Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем: учебник для вузов. 3-е изд. М.: Высшая школа, 2001. 343 с.
27. Дьяконов В.П. MATLAB и Simulink для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2012. 976 с.
28. MathWorks. Communications Toolbox User's Guide. Natick, MA: The MathWorks Inc., 2024. URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/> (дата обращения: 15.01.2025).
29. Чернецова Е.А., Онучин В.С. Сравнение эффективности кодирования в системе UHF RFID с помощью имитационного моделирования // Сборник научных трудов РГГМУ. СПб.: РГГМУ, 2024. 7 с.
30. Wang C., Shi Z., Dai J., Meng L. Research on the UHF RFID Channel Coding Technology based on Simulink // International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA). 2015. Vol. 6, № 7. P. 198-202.
31. Averill M.L., Kelton W.D. Simulation Modeling and Analysis. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2015. 870 p.
32. Banks J., Carson J.S., Nelson B.L., Nicol D.M. Discrete-Event System Simulation. 5th ed. Upper Saddle River: Pearson, 2010. 640 p.
33. Shannon R.E. Systems Simulation: The Art and Science. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1975. 387 p.

34. Gallager R.G. Information Theory and Reliable Communication. New York: Wiley, 1968. 588 p.
35. Cover T.M., Thomas J.A. Elements of Information Theory. 2nd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2006. 776 p.
36. Wozencraft J.M., Jacobs I.M. Principles of Communication Engineering. New York: Wiley, 1965. 720 p.
37. Berlekamp E.R. Algebraic Coding Theory. Revised ed. Laguna Hills: Aegean Park Press, 1984. 474 p.
38. MacWilliams F.J., Sloane N.J.A. The Theory of Error-Correcting Codes. Amsterdam: North-Holland, 1977. 762 p.
39. Johannesson R., Zigangirov K.S. Fundamentals of Convolutional Coding. Piscataway: IEEE Press, 1999. 428 p.
40. Ryan W.E., Lin S. Channel Codes: Classical and Modern. Cambridge: Cambridge University Press, 2009. 710 p.
41. Wicker S.B. Error Control Systems for Digital Communication and Storage. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. 512 p.
42. Лю С.Ю. Моделирование и симуляция систем связи в MATLAB/Simulink. Пекин: Издательство электронной промышленности, 2011. 420 с.
43. Чжоу С.Г., Ван С.Х., Ван В. Проектирование, моделирование и применение систем радиочастотной идентификации (RFID). Пекин: Издательство почты и телекоммуникаций, 2008. 356 с.
44. Ян П.Ц. Исследование проблемы кодирования и декодирования в системах UHF RFID: дис. ... магистра техн. наук. Хунань: Хунаньский университет, 2009. 68 с.

45. Чернецова Е.А., Шишкин А.Д. Использование жёсткого и мягкого алгоритма Витерби в программе для декодирования текстового сообщения // Международный научно-исследовательский журнал. 2018. № 4 (70). С. 129-133.
46. MathWorks. Simulink Getting Started Guide. Natick, MA: The MathWorks Inc., 2024. URL: <https://www.mathworks.com/help/simulink/> (дата обращения: 15.01.2025).
47. MathWorks. Error Detection and Correction. Natick, MA: The MathWorks Inc., 2024. URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/error-detection-and-correction.html> (дата обращения: 15.01.2025).
48. Heller J.A., Jacobs I.M. Viterbi Decoding for Satellite and Space Communication // IEEE Transactions on Communication Technology. 1971. Vol. COM-19, № 5. P. 835-848.
49. Omura J.K. On the Viterbi Decoding Algorithm // IEEE Transactions on Information Theory. 1969. Vol. IT-15, № 1. P. 177-179.
50. Massey J.L. Threshold Decoding. Cambridge: MIT Press, 1963. 184 p.
51. Odenwalder J.P. Optimal Decoding of Convolutional Codes. Ph.D. Dissertation. Los Angeles: University of California, 1970. 156 p.
52. Larsen K.J. Short Convolutional Codes with Maximal Free Distance for Rates $1/2$, $1/3$, and $1/4$ // IEEE Transactions on Information Theory. 1973. Vol. IT-19, № 3. P. 371-372.
53. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1981. 496 с.
54. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов: учебник для вузов. М.: Связь, 1980. 288 с.

55. MathWorks. Viterbi Decoder. Natick, MA: The MathWorks Inc., 2024. URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/ref/viterbidecoder.html> (дата обращения: 15.01.2025).

56. MathWorks. Error Rate Calculation. Natick, MA: The MathWorks Inc., 2024. URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/ref/erroratecalculation.html> (дата обращения: 15.01.2025).

57. Cain J.B., Clark G.C., Geist J.M. Punctured Convolutional Codes of Rate $(n-1)/n$ and Simplified Maximum Likelihood Decoding // IEEE Transactions on Information Theory. 1979. Vol. IT-25, № 1. P. 97-100.

58. Yasuda Y., Kashiki K., Hirata Y. High-Rate Punctured Convolutional Codes for Soft Decision Viterbi Decoding // IEEE Transactions on Communications. 1984. Vol. COM-32, № 3. P. 315-319.

59. Frenger P., Orten P., Ottosson T. Convolutional Codes with Optimum Distance Spectrum // IEEE Communications Letters. 1999. Vol. 3, № 11. P. 317-319.

60. Johannesson R., Zigangirov K.S. Fundamentals of Convolutional Coding. 2nd ed. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2015. 686 p.

61. Dholakia A. Introduction to Convolutional Codes with Applications. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1994. 206 p.

62. Biglieri E. Coding for Wireless Channels. New York: Springer, 2005. 260 p.

63. Bossert M. Channel Coding for Telecommunications. Chichester: Wiley, 1999. 356 p.

64. Morelos-Zaragoza R.H. The Art of Error Correcting Coding. 2nd ed. Chichester: Wiley, 2006. 278 p.