

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**  
(НИУ «БелГУ»)

**ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК**

**Кафедра информационно-телекоммуникационных систем и технологий**

**МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ LDPC КОДЕКА СТАНДАРТА DVB-S2**

**Выпускная квалификационная работа студента**

**очной формы обучения**  
**направления подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи**  
**4 курса 07001209 группы**  
**Горбенкова Варвара Алексеевна**

Научный руководитель  
канд. техн. наук, доцент кафедры  
Информационно-телекоммуникационных  
систем и технологий  
НИУ «БелГУ» А.Н. Заливин

Рецензент  
к.т.н., доцент, зав.кафедрой информационных  
систем, института инженерных технологий и  
естественных наук  
НИУ «БелГУ» Р.П. Гахов

**БЕЛГОРОД 2016**

# СОДЕРЖАНИЕ

1 ОПИСАНИЕ СТАНДАРТА DVB-S2	6
1.1 Место LDPC в стандарте DVB-S2	8
1.2 Коды БЧХ	8
1.3 Код с малой плотностью проверок на чётность (LDPC)	10
1.3.1. Линейные блочные коды	11
1.3.2. Представление кода LDPC	14
1.3.3. Построение кода LDPC, кодирование и декодирование	15
2 РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ LDPC КОДЕКА ДЛЯ СТАНДАРТА DVB-S2	20
2.1 Разработка структурной схемы имитационной модели LDPC кодека	20
2.2 Апробация разработанной имитационной модели LDPC кодека	22
3 Исследование статистических характеристик	27
3.1 Характеристика помехоустойчивости	27
3.2 Законы распределения кратности ошибок при различных отношениях сигнал-шум	28
3.3 Распределения итераций при различных отношениях сигнал шум	30
3.4 Зависимость необходимого числа итераций для обеспечения заданной достоверности при различных отношениях сигнал шум	32
4 ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ	34
4.1 Планирование работ по исследованию	34
4.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование	36
4.3 Расчет продолжительности исследования	38
4.4 Расчет стоимости расходных материалов	38

						11070006.11.03.02.100.ПЗВКР			
Изм	Колуч	Лист	№ док	Подпись	Дата				
Разраб.	Горбенкова В.А.					Моделирование и исследование LDPC кодека стандарта DVB-S2	Лит	Лист	Листов
Проверил	Заливин А.Н.							2	41
Рецензент	Гахов Р.П.						НИУ «БелГУ» гр. 07001209		
Н. контр.	Заливин А.Н.								
Утвердил	Жуляков Е.Г.								

4.5 Расчет сметы расходов на исследование	39
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	43
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	44

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						3
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## ВВЕДЕНИЕ

Обоснование актуальности темы «Моделирование и исследование LDPC кодека стандарта DVB-S2»:

Сложность декодирования блоковых кодов, таких как БЧХ-коды, коды Рида – Соломона, а также сверточных кодов, с ростом длины кода возрастает экспоненциально. В настоящее время для кодирования и декодирования кодов с большой длиной находят применение специальные методы и алгоритмы кодирования, не уступающие и зачастую превосходящие по своим характеристикам классические. Это турбокоды и коды с низкой плотностью проверок на четность (LDPC). При этом LDPC-коды становятся востребованными в системах передачи информации, требующих максимальной скорости передачи при ограниченной полосе частот. основным конкурентом LDPC-кодов на данный момент являются турбокоды, которые нашли свое применение в системах спутниковой связи, ряде стандартов цифрового телевидения. Для декодирования турбокодов одним из алгоритмов является поиск максимума апостериорной вероятности (MAP) с мягким входом и мягким выходом. Сложность реализации и вычислительные затраты для декодирования турбокода такого типа очень высока. Для LDPC-кодов в отличие от турбокодов есть алгоритмы жесткого декодирования, которые обладают меньшей сложностью в реализации, при этом большое кодовое расстояние обеспечивает эффективность работы бóльшую, чем у любого короткого блокового кода с алгебраическим декодированием. Следовательно исследование LDPC кодов является актуальным.

Цель проекта: исследование статистических характеристик LDPC кодека/декодера, применяемого для передачи данных в стандарте DVB-S2.

Задачи:

- Обзор литературных источников;
- Рассмотрение кодов LDPC;
- Выбор кодов;

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						4
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

- Апробация алгоритмов в программном комплексе Matlab;
- Исследование устойчивости кодека к уровню и виду помех;
- Сравнение полученных результатов.

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		5

# 1 ОПИСАНИЕ СТАНДАРТА DVB-S2

DVB-S2 – это второе поколение стандарта для спутникового вещания, разработанное Комитетом DVB в 2003 году. В этом стандарте используются самые последние разработки в области канального кодирования (LDPC коды) в сочетании с различными форматами модуляции (QPSK, 8PSK, 16APSK и 32APSK). Когда используются интерактивные приложения, такие как доступ в Интернет (Спутниковый интернет), имеется возможность применять адаптивное кодирование (Adaptive Coding & Modulation), оптимизируя, таким образом, параметры передачи для каждого пользователя в зависимости от условий приема. Режимы обратной совместимости позволяют существующим приемникам DVB-S продолжать работу в течение переходного периода.

Стандарт DVB-S2 был разработан для нескольких спутниковых широкополосных применений:

- вещательные системы для телевидения стандартной четкости и ТВЧ;
- интерактивные сервисы, включающие интернет-навигацию для индивидуальных пользователей;
- профессиональные применения, такие как сбор и распространение программ (News Gathering), раздача сигнала на цифровые эфирные передатчики;
- широкополосная передача данных, например, в магистральных каналах Интернета.

Целью разработки нового стандарта было создание механизма, который бы позволил повысить эффективность использования спутникового канала связи, то есть предоставить возможность передавать в заданной полосе частот больше полезной информации при минимальных затратах на приемной стороне.

DVB-S2 сделан основе «набора инструментов», который во всех областях применения позволяет решать проблемы, связанные с сохранением

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						6
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

одночиповых приемников на разумных уровнях сложности и тем самым использовать продукты рынка абонентских устройств для профессиональных приложений.

Стандарт DVB-S2 определяет три основных концепции: лучшее качество передачи, высокую гибкость и разумную сложность приемников. Чтобы достичь наилучших показателей производительности системы, которые можно оценить как на 30% лучшее использование спектра частот, чем в DVB-S, в новом стандарте применяются самые последние достижения в области канального кодирования и модуляции. Для интерактивных приложений «точка-точка», таких как однонаправленная адресная рассылка данных (IP unicasting), возможно использование режима адаптивного кодирования (Adaptive Coding & Modulation – ACM), который позволяет оптимизировать параметры передачи для каждого клиента от пакета к пакету, в зависимости от условий приема. Применение режима ACM возможно только при наличии обратного канала для контроля эффективности применяемых параметров передачи. Однако его использование может принести выигрыш по полосе даже больше чем на 30%.

DVB-S2 может работать с существующими транспондерами с большим разнообразием требований по эффективности спектра и соотношению сигнал\шум (C\N). Более того, стандарт не ограничен применением транспортных пакетов MPEG-2 TS, позволяя передавать потоки произвольной структуры – как пакетной, так и непрерывной. DVB-S2 более удобен для передачи транспортных потоков различных типов, таких как однопрограммные и многопрограммные транспортные потоки MPEG, пакеты IP или ATM.

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						7
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## 1.1 Место LDPC в стандарте DVB-S2

При канальном кодировании в телевидении используют внешние и внутренние коды. Для внешнего кодирования в DVB-T и DVB-S — код Рида-Соломона, а в качестве внутреннего — сверточный код с декодированием по алгоритму Витерби. В новых стандартах передачи DVB-T2 и DVB-S2 для внешнего кодирования применяют коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), а для внутреннего — код с малой плотностью проверок на четность (LDPC). Коды БЧХ для телевидения — циклические, блочные систематические коды. Они исправляют кратные ошибки, т. е. две и более ошибок. LDPC — линейные блочные коды с проверкой чётности, которые описываются низкоплотностной проверочной матрицей, содержащей в основном нули и относительно малое количество единиц ( $<10$ ) в строках и столбцах. При использовании только LDPC-кода ошибки в декодированном слове имеют тенденцию группирования в пакеты ошибок. Устранение пакетов ошибок производится циклическим кодом БЧХ, исправляющим пакеты из 8-12 ошибок. Рассматриваются особенности и преимущества этих кодов, обеспечивающих в стандартах DVB высокую помехоустойчивость.

## 1.2 Коды БЧХ

Коды БЧХ двоичные, линейные, циклические, блочные. Они исправляет кратные ошибки, т. е. две и более ошибок в кодовой комбинации. БЧХ-код можно задать порождающим полиномом. Методика построения кодов БЧХ отличается от методики обычных циклических, выбором определяющего порождающего полинома  $g(x)$ .

Общее свойство кодовых слов циклического кода: их делимость без остатка на многочлен  $g(x)$ . Если при делении есть остаток, то произошла

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						8
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		



ошибка.

Систематическое кодирование осуществляется путем "дописывания" к кодируемому слову остатка от деления  $x^n - k u(x)$  на  $g(x)$ , то есть  $v(x) = x^n - k u(x) + [x^n - k u(x) \bmod g(x)]$ .

В DVB-T2 и DVB-S2 применяется систематическое кодирование. При систематическом кодировании кодовое слово образуется из двух подблоков: информационного и проверочного (как и в кодах РС). При этом информационный подблок повторяет вид информационного исходного слова.

В процессе систематического кодирования в каждом кодовом слове на первых  $k$  позициях, соответствующим старшим степеням переменной  $x$ , будут расположены информационные символы.  $n$  — общее число символов в слове. Для кодирования достаточно найти остаток  $s(x)$  от деления полинома  $u(x)$  кодируемого слова, умноженного на  $x^n - k$ , на порождающий полином  $g(x)$ :

$$s(x) = x^n - k u(x) \bmod g(x), \quad (1.1)$$

Затем этот остаток приписывается вслед за последним информационным символом.

Для кодирования кодами БЧХ применяются те же методы и схемы, что и для кодирования другими циклическими кодами. Отличие состоит в выборе порождающего полинома  $g(x)$ . БЧХ-кодирование осуществляется по схеме, подобной кодеру РС (рисунке 1.1), но вместо байтовых ячеек применяются D-триггеры.

Декодирование кодов БЧХ. Декодер БЧХ состоит из логических схем и обрабатывающих блоков, реализующих следующие задачи:

1. Вычислить синдромы, путем вычисления значения принятого полинома в нулях кода.
2. Найти коэффициенты многочлена локаторов ошибок  $\sigma(x)$ .
3. Найти обратные величины корней локатора ошибок  $\sigma(x)$ , т.е. позиции

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						9
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ошибок (по методу Ченя).

4. Исправить принятое слово на вычисленных позициях для подсчитанных значений ошибок.

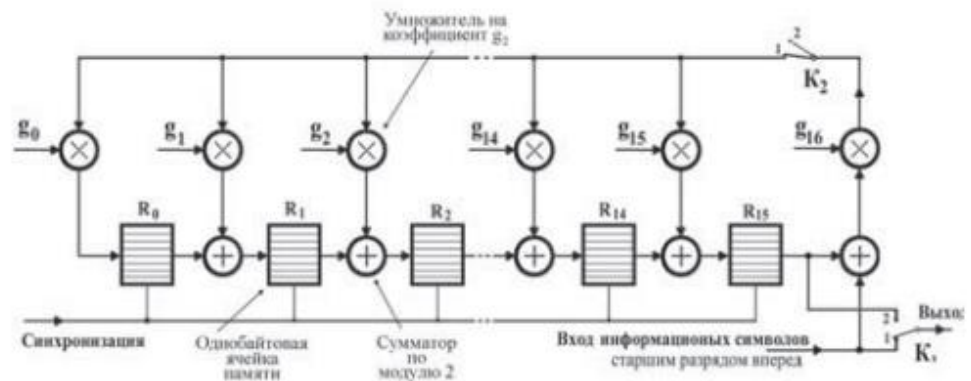


Рисунок 1.1 - Структурная схема кодера БЧХ. На схеме  $g_0 \dots g_{16}$  — коэффициенты порождающего многочлена  $g(x)$



Рисунок 1.2 – Схема декодера для двоичных кодов БЧХ

### 1.3 Код с малой плотностью проверок на чётность (LDPC)

Код *LDPC* относится к линейным блочным кодам  $C(n, k)$ , где  $n$  — длина кода, а  $k$  — длина кодируемых данных. Ниже приводится краткое описание линейного блочного кода.

### 1.3.1. Линейные блочные коды

В линейном блочном коде  $C(n, k)$  сложение по модулю 2 любых двух действительных кодовых слов является действительным кодовым словом в  $C$ . Таким образом, минимальное расстояние Хэмминга вычисляется формулой:

$$d_{min} = \min(d_H(c_i, c_j)) = \min(w_H(c_i + c_j)) = \min(w_H(c_k)), \quad (1.2)$$

где  $c_i, c_j, c_k \in C$ ,  $i \neq j$ ,  $w_H$  — вес Хэмминга, который определяется расстоянием Хэмминга  $d_H$  между ненулевым кодовым словом и нулевым кодовым словом и равно количеству единичных битов в кодовом слове.

Любое кодовое слово  $c \in C$  представлено формулой:

$$\vec{c} = x_1 \vec{g}_1 + x_2 \vec{g}_2 + \dots + x_k \vec{g}_k, \quad (1.3)$$

где  $\{\vec{g}_1, \vec{g}_2, \dots, \vec{g}_k\}$  является основой кода  $C$ ,  $k$  — длина кодируемого сообщения  $\vec{x} = \{x_i\}$ ,  $x_i \in \{0, 1\}$ ,  $i: 1 \dots k$ , а также представлено порождающей матрицей  $G$  формулой:

$$\vec{c} = \vec{x} G; \quad (1.4)$$

$$G = \begin{pmatrix} \vec{g}_1 \\ \vec{g}_2 \\ \vdots \\ \vec{g}_k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \dots & g_{1,n} \\ g_{2,1} & g_{2,2} & \dots & g_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k,1} & g_{k,2} & \dots & g_{k,n} \end{pmatrix}_{k \times n},$$

где  $n$  — длина кодового слова  $c$ . Формула (1.4) которая представляет собой правило кодирования для линейного блочного кода.

Линейный блочный код  $C$  характеризуется свойством ортогональности

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		11

порождающей матрицы  $G$  и транспонированной проверочной матрицы  $H$  такой, что

$$G H^T = 0, \quad (1.5)$$

и, следовательно,

$$\vec{c} H^T = 0. \quad (1.6)$$

Размер проверочной матрицы  $H$  равен  $(m * n)$ , где  $m$  – количество добавленных проверочных битов ( $m = n - k$ ). В матрице  $H$  каждая строка представляет одного контроля четности уравнения, а каждый столбец представляет одного бита  $n$  разрядного кодового слова [2].

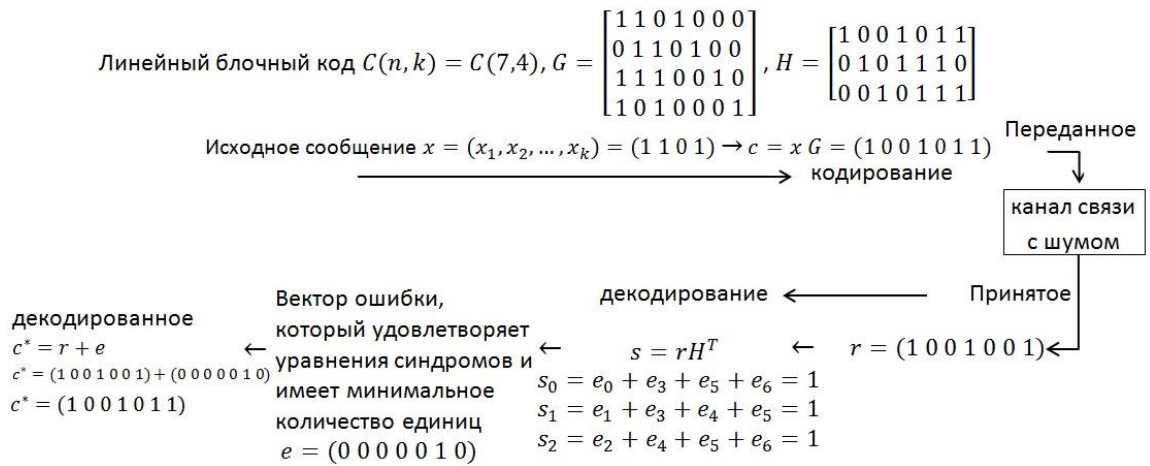
Параметр  $Rank$  для любой матрицы является количеством линейно независимых строк в матрице. Для LDPC кода  $C$  действительная скорость кодирования  $R = k/n$  если все строки линейно независимы ( $G$  имеет полный  $Rank$ ), а если нет  $R = Rank(G) / n$ .

При передаче кодового слова  $c$  по каналу связи, синдром  $\vec{s}$  для принятого кодового слова  $\vec{r}$  вычисляется декодером формулой:

$$\vec{s} = \vec{r} H^T. \quad (1.7)$$

Если принятое кодовое слово  $\vec{r}$  без ошибок, то  $\vec{r} = \vec{c}$ , и следовательно  $\vec{s} = \vec{0}$ , а если нет, то  $\vec{r} = \vec{c} + \vec{e}$  и следовательно  $\vec{s} = \vec{r} H^T = (\vec{c} + \vec{e}) H^T = \vec{c} H^T + \vec{e} H^T = \vec{e} H^T$ .

На основании ненулевого  $\vec{s}$  декодер ищет более вероятное кодовое слово, которое имеет минимальную величину расстояние Хемминга  $d_H$  (декодирование по максимальному правдоподобию) как описано на Рис.1.3.



**Рисунок 1.3 - Описание кодирования и декодирования линейным блочным кодом**

Значение  $d_{min}$  для линейного блочного кода с проверочной матрицей  $H$  равно минимальному количеству столбцов  $H$ , сложение по модулю 2 которых равно нулю [2, 3]. На Рис. 1.4 пример матрицы  $H$  для кода  $C$ , в которых сложение по модулю 2 столбцов 1,3,7 равно нулю (не существует два столбца, сложение по модулю 2 которых равно нулю) и, следовательно,  $d_{min} = 3$  для кода  $C$ .

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

**Рисунок 1.4 - Матрица  $H$  кода  $C(7,4)$  с величиной  $d_{min} = 3$**

Порождающая матрица  $G$  систематического линейного кода описывается выражением:

$$G = [I_k \mid P_{k \times (n-k)}]_{k \times n}, \tag{1.8}$$

где  $P$  – матрица чётности,  $I$  - единичная матрица, на основании  $G$  проверочная матрица  $H$  описывается выражением:

$$H = [P^T \mid I_{n-k}]_{n \times (n-k)}. \tag{1.9}$$

Линейный блочный код способен обнаруживать количество  $2^n - 2^k$  ошибочных кодовых комбинаций и исправлять количество  $2^{n-k}$  ошибочных кодовых комбинаций. Количество  $2^{n-k}$ , которое представляет количеством синдромов, должно обеспечивает следующее условие [62,65]:

$$\sum_{i=0}^{t_c} \binom{n}{i} \leq 2^{(n-k)}, \quad (1.10)$$

где  $\binom{n}{i} = \frac{n!}{i!(n-i)!}$ .

### 1.3.2. Представление кода LDPC

Код с малой плотностью проверок на четность (*LDPC*) – линейный блочный код впервые был описан Робертом Г. Галлагером в 1961 г. [2, 4] и впоследствии переработан в 90-х годах прошлого века. Исходная идея работы кода *LDPC* основана на формуле, с учетом которой максимальное приближение (на расстояние 0,0045 дБ) к границе Шеннона ( $\approx -1,6$  дБ) дал код *LDPC* ( $R = 0,5$ ) с примерной длиной блока в 10 миллионов бит.

Основной частью *LDPC* кода  $(n, k)$  является его проверочная матрица  $H$ . Проверочная матрица  $H$  кода *LDPC* характеризуется малым количеством единичных битов. Если каждая строка матрицы  $H$  содержит равное количество  $i \ll m$  единиц (где  $m = n - k$ ), и каждый столбец содержит равное количество  $j \ll n$  единиц, то код называют регулярным, а в противном случае – нерегулярным.

Описание *LDPC* кода возможно несколькими способами [2]: проверочной матрицей  $H$ , или графическими способами матрицы  $H$ , такими как двудольным графом. Распространённым графическим способом является представление кода в виде двудольного графа Тэннера [4].

В графе Тэннера все  $(m = n - k)$  строк матрицы отображаются на нижние

вершины графа (узлы переменных), а  $(n)$  столбцов на верхние (узлы чётности или проверки). В графе Тэннера если на пересечении строки и столбца стоят единица, то соответствующие верхняя и нижняя вершины графа соединяются. Степень узла определяется количеством ветвей, соединяющих к нему. Путь, состоящий  $l$  ветвей в графе Тэннера, который закрывается обратно на себя, называется циклом с длиной  $l$ . Минимальная длина цикла в графе Тэннера называется обхватом графа (*girth*). Самая короткая длина цикла в графе Тэннера равна 4.

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

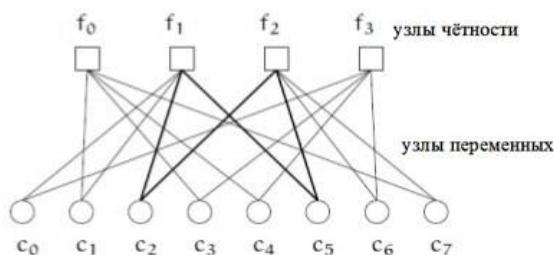


Рисунок 1.5 - Представление матрицы  $H$  кода LDPC графом Тэннера, содержащим *girth*-4 между узлами  $(f_1, c_2, f_1, c_5)$

### 1.3.3. Построение кода LDPC, кодирование и декодирование

Проверочная матрица  $H$  кода LDPC строится случайным или структурированным методом. Случайные коды LDPC обычно демонстрируют лучшие характеристики, (ближе к границе Шеннона), но имеют более сложную процедуру кодирования. К наиболее распространенным методам генерации случайной проверочной матрицы LDPC относятся метод Галлагера [3], метод Маккея и Рэдфорда Нила.

Структурированные LDPC коды имеют более низкую вычислительную сложность. К структурированным методам относятся: метод на основе

суперпозиции, метод на основе матрицы Вандермонда [3], а также методы изложенные в Квазициклический код  $QC - LDPC$  и коды, основанные на повторении основного кода (группа  $AR4JA$ ) [1,3], используются для помехоустойчивого кодирования ТМИ. Преимущество таких кодов заключается в простой процедуре кодирования, а также высокой скорости итеративного алгоритма декодирования.

В экспериментах построены нерегулярные систематические коды  $LDPC$  с помощью случайного метода Рэдфорда Нила. Такой метод построения матрицы  $H$  кода  $LDPC$  состоит в построения нулевой матрицы для  $H$  и добавления единиц (на пример 3 единицы) в каждом столбцом с проверки того, что не существует две столбцы, которые имеют единицы в более чем одной пересекающейся строки с ними во избежание обхвата графа с длиной 4 ( $girth-4$ ). Рассмотренный подход [3] строит нерегулярные коды  $LDPC$ , основанные на методе Галлагера. С помощью исключения методом Гаусса проверочная матрица  $H$  переходит в формат, представленный формулой (1.9), а затем порождающая матрица  $G$  получена в формат формулы (1.8). Основные преобразования по строкам исключением методом Гаусса состоят в перестановке двух строки и в замене одной строки суммой себе и другим строк.

На рисунке 1.6 показана схема вычисления матрицы  $G$  из проверочной матрицы  $H$ , в котором каждое генерированной кодовой слово переставляется матрицей перестановок  $\Pi$  перед передачей в целом выполнения декодирования по исходной матрице  $H$  до её перестановки столбцом, так как перестановка столбцов матрицы  $H$  может быть привести к потери разрежённость  $H$ . В матрице перестановок  $\Pi$  (Рис. 1.6) 6-ой столбец переставлен 1-ым столбцом, 7-ой переставлен 2-ым и пр.



$$H = \begin{bmatrix} 1101100100 \\ 0110111000 \\ 0001000111 \\ 1100011010 \\ 0010010101 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 1101100100 \\ 0110111000 \\ 0010010101 \\ 0001111110 \\ 0000111001 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 1000001110 \\ 0100010100 \\ 0010010101 \\ 0001000111 \\ 0000111001 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0111010000 \\ 1010001000 \\ 1010100100 \\ 0011100010 \\ 1100100001 \end{bmatrix}$$

$$\Pi = [67891012345]$$

$$G = \begin{bmatrix} 1000001101 \\ 0100010001 \\ 0010011110 \\ 0001010010 \\ 0000100111 \end{bmatrix}$$

**Рисунок 1.6 - Описание получения матрицы  $G$  из проверочной матрицы  $H$  с помощью исключения методом Гаусса.**

Другой подход получения матрицы  $G$  состоит в том, что проверочная матрица  $H$  можно оформляется в формате двух подматрицы  $H_1, H_2$  такой, что

$$H = [H_1 | H_2], \quad (1.11)$$

где размер  $H_1 (m * k)$ , а размер  $H_2 (m * m)$ . Матрица  $H_2$  должна быть невырожденной и обратимой.

Таким образом, порождающая матрица  $G$  оформляется формулой:

$$G = [I_k | (H_2^{-1} H_1)^T], \quad (1.12)$$

где выполнения перестановки столбцов  $H$  в целом её преобразования в стандартном симметричном формате (1.19) матрица перестановок  $\Pi$  сохраняет проведенные перестановки.

В целом при разработке алгоритмов кодирования  $LDPC$  основное внимание уделяется снижению сложности вычислений, и сохранению характеристику разреженности кода  $LDPC$  [6], а для декодирования  $LDPC$  кода метод, основанный на максимальном правдоподобии, имеет вычислительную сложность особенно для длинных  $LDPC$  кодов. Имеется

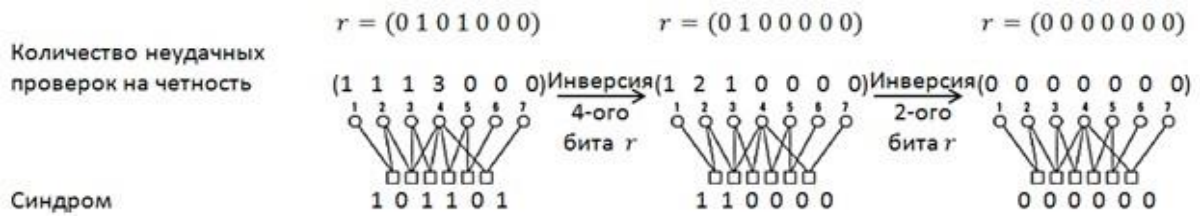
несколько итеративных алгоритмов между узлами переменных и узлами чётности, чтобы найти наиболее вероятные исходные данные из принятых закодированных данных, которые обеспечивают метод максимальной апостериорной вероятности.

Для жёсткого декодирования используется алгоритм инверсии битов, выполняющий манипуляции с данными на битовом уровне (*Bit Flipping* алгоритм), который лежит на основе инверсии значения бита, соответствующего наибольшему количеству неудачной проверки. Для мягкого декодирования используется метод, основанный на передаче информации между узлами переменными и узлами чётности в графе Тэннера (*Belief Propagation* или *Message Passing* алгоритмы). Из алгоритмов, выполняющих такой метод, является алгоритм на основании суммы произведения (*Sum Product* алгоритм) и его обновленная версия, основанная на логарифмическом отношении правдоподобия.

В экспериментах кодирование данных выполняется формулой (1.3), а декодирование выполнено жёстким декодированием с помощью алгоритма инверсии битов (*Bit Flipping*), который совершается следующими шагами:

1. Вычислить значения  $m$  проверок на четность для принятого кодового слова.
2. Для каждого бита кодового слова, подсчитать количество неудачных (ненулевых) проверок четности.
3. Выполнить инверсии значения бита, имеющего наибольшее число неудачных проверок четности.
4. Повторить шаги 1, 2, и 3, пока все проверки четности не выполнены успешно или пока не будет достигнуто заданное число итераций.

На рис. 1.7 показана схема декодирования принятого кодового слова  $r = (0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0)$  на графе Тэннера, кода LDPC с помощью алгоритма инверсии битов (*Bit Flipping*). Исходное кодовое слово  $c = (0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0)$ .



**Рисунок 1.7 - Описание декодирования с помощью алгоритма инверсии битов (Bit Flipping)**

На практике во многих случаях используется математическая модель помехоустойчивого кодирования, учитывающая только случайную инверсию битов сообщения под воздействием помех при передаче по каналу связи. Однако, в системах обработки ТМИ, представляется целесообразным дополнить эту модель для случаев вставки и пропуска битов.

## 2 РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ LDPC КОДЕКА ДЛЯ СТАНДАРТА DVB-S2

### 2.1 Разработка структурной схемы имитационной модели LDPC кодека

Целью моделирования являлось получение ряда статистических характеристик декодера низкоплотных кодов, работающего по алгоритму «*Belief propagation*» по надежностям. Моделирование проводилось в среде MATLAB/Simulink. Структурная схема линии цифровой радиосвязи приведена на рисунке 2.1.

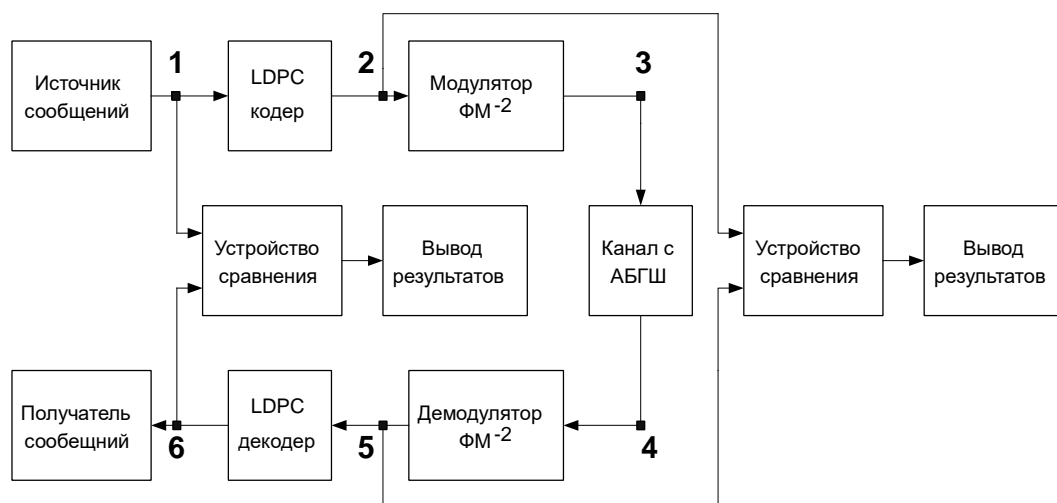


Рисунок 2.1 – Структурная схема модели LDPC кодека для стандарта DVB-S2

Для проведения исследований в среде моделирования Matlab была собрана имитационные модели с применением пакета SIMULINK для DVB-S2. Моделирование проводилось для всех режимов передачи (кодовых скоростей).

Основные узлы и тестовые сигналы формируются согласно спецификации стандарта DVB-S2 [4].

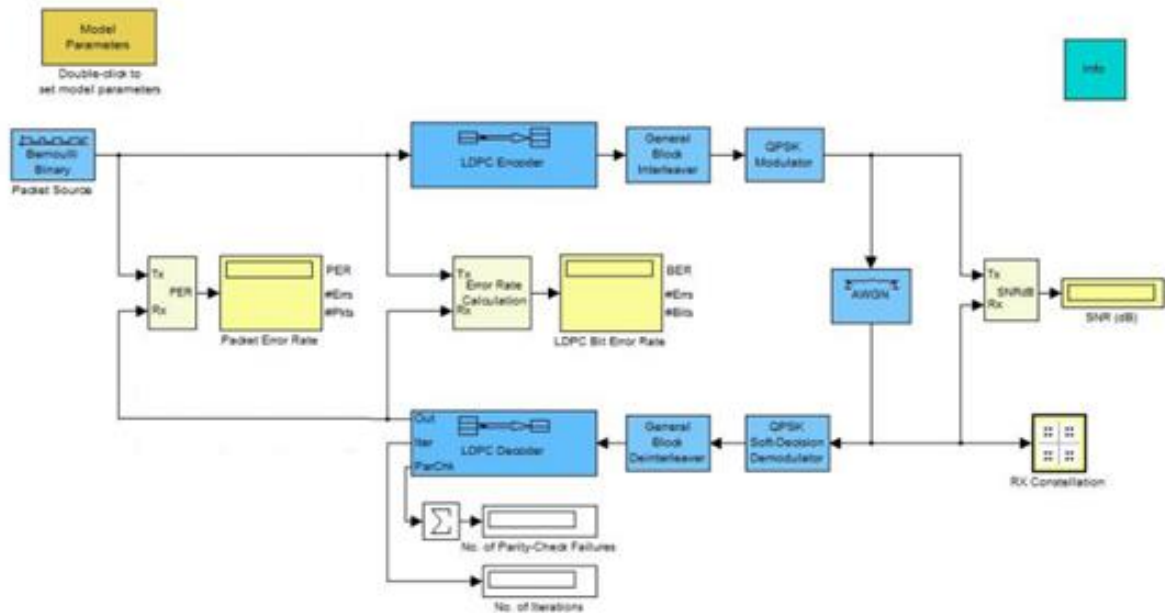


Рисунок 2.2 – Блок-схема модели LDPC кодека для стандарта DVB-S2

Источник сообщений формирует бинарную последовательность блоками по 32400 символов. Размер блока обусловлен размерностью порождающей и проверочной матрицы используемой в стандарте DVB-S2.

## 2.2 Апробация разработанной имитационной модели LDPC кодека

На рисунке 2.3 представлена проверочная матрица, используемая при моделировании. Заполненные участки матрицы соответствуют ненулевым элементам.

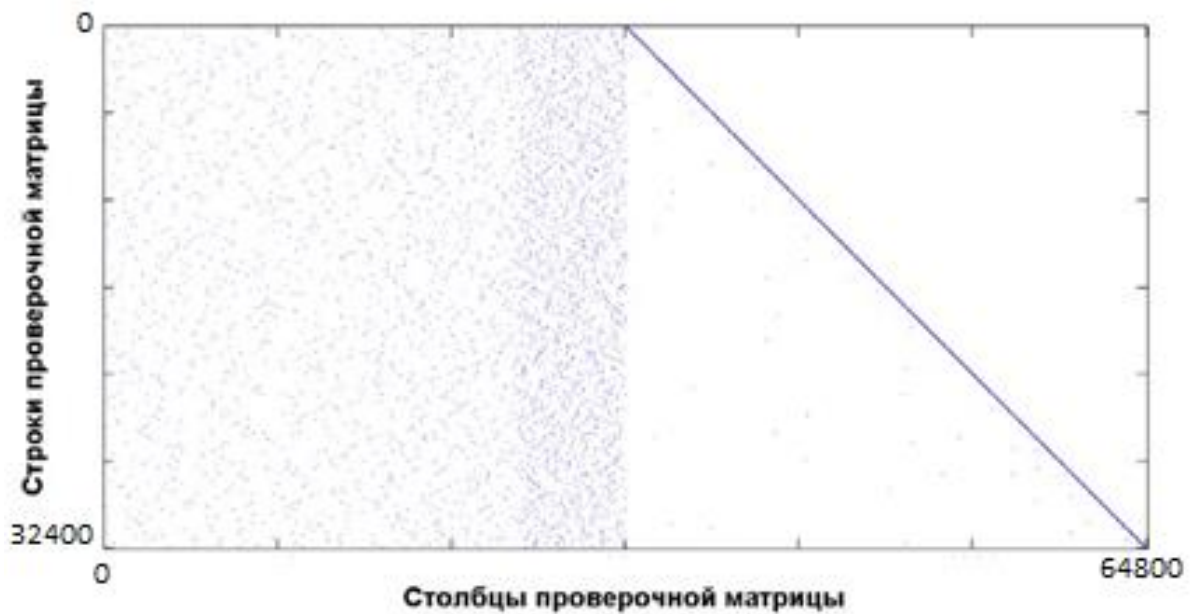


Рисунок 2.3 – Проверочная матрица моделируемого низкоплотного кода

Эпюра в точке 1 представлена на рисунке 2.4.

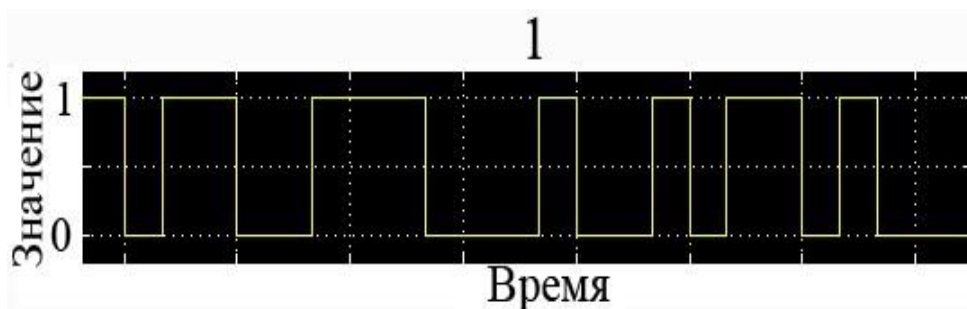
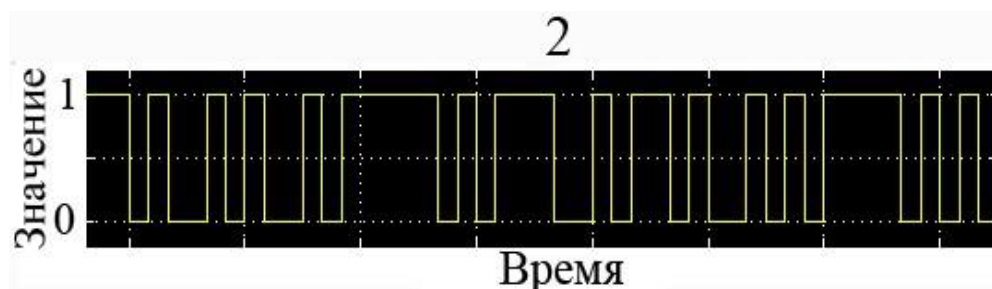


Рисунок 2.4 – Эпюра сигнала на выходе источника сообщений

Последовательность поступает на LDPC кодер, осуществляющий

перемножение последовательности на порождающую матрицу. Эпюра на выходе кодера представлена на рисунке 2.5.



**Рисунок 2.5 – Эпюра сигнала на выходе LDPC кодера**

Закодированная последовательность поступает на модулятор ФМ-2. При моделировании использовался метод комплексной огибающей, в котором сигнал представляется в виде двух составляющих: синфазной и квадратурной, причем для сигнала ФМ-2 квадратурная составляющая равна 0, а синфазная изменяется в диапазоне от 1 до -1.

Передаче символа 1 будет соответствовать сигнал с амплитудой по синфазной составляющей -1, а по квадратурной 0. В случае передачи символа 0, сигнал будет иметь амплитуду по синфазной составляющей 1, а по квадратурной 0. Векторное представление сигналов для модуляции ФМ-2 приведено на рисунке 2.6. Эпюра в точке 3 представлена на рисунке 2.7. Здесь малиновая линия соответствует амплитуде сигнала для квадратурной составляющей, а желтая для синфазной.

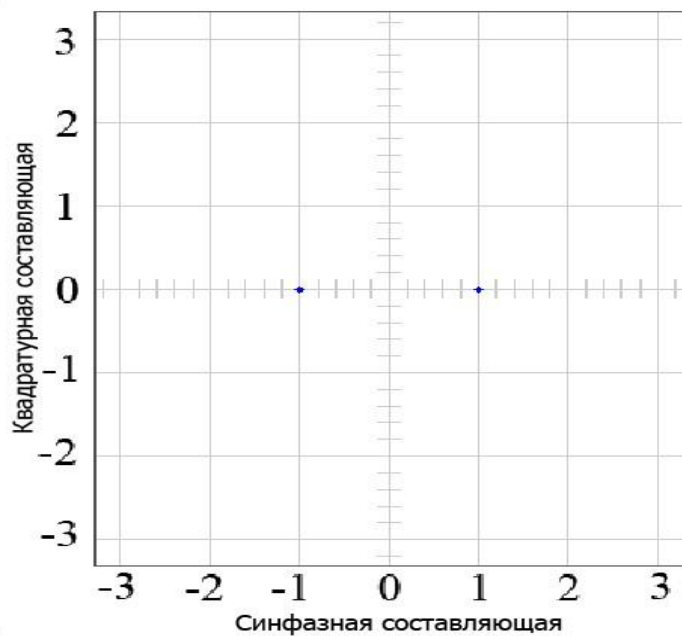


Рисунок 2.6 – Векторное представление сигнала ФМ-2

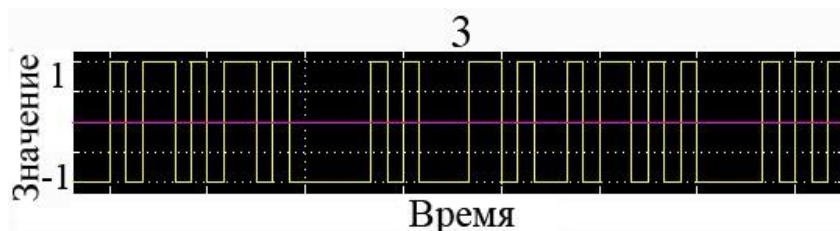


Рисунок 2.7 – Эюра сигнала на выходе модулятора

В канале сигнал подвергается воздействию белого шума, в результате чего сигнал меняет свои амплитуды по синфазной и квадратурной составляющей, соответственно. Векторное представление зашумленного сигнала приведено на рисунке 2.8. Эюра сигнала в точке 4 на рисунке 2.9.



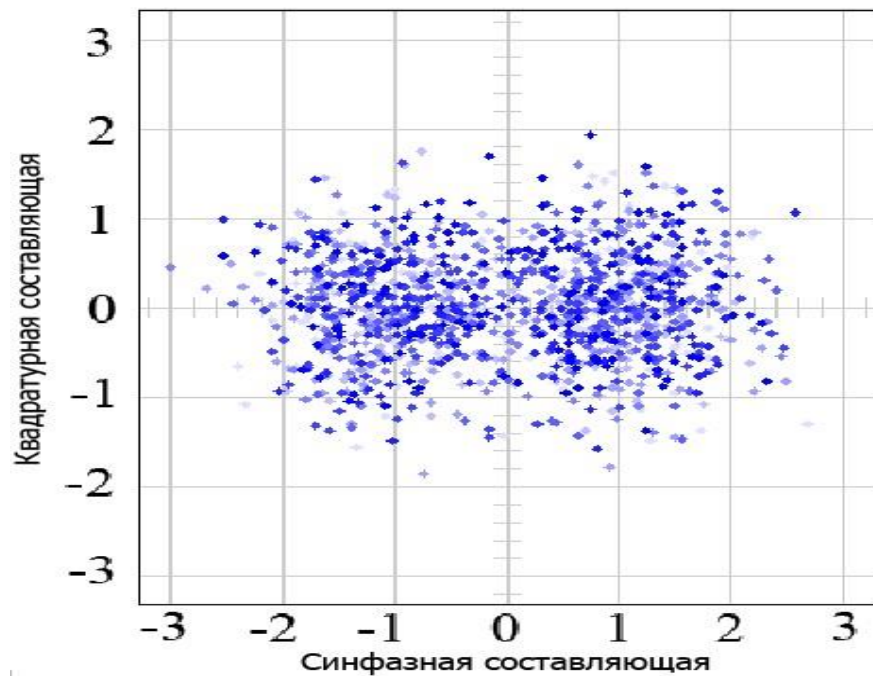


Рисунок 2.8 – Векторное представление зашумленного сигнала ФМ-2

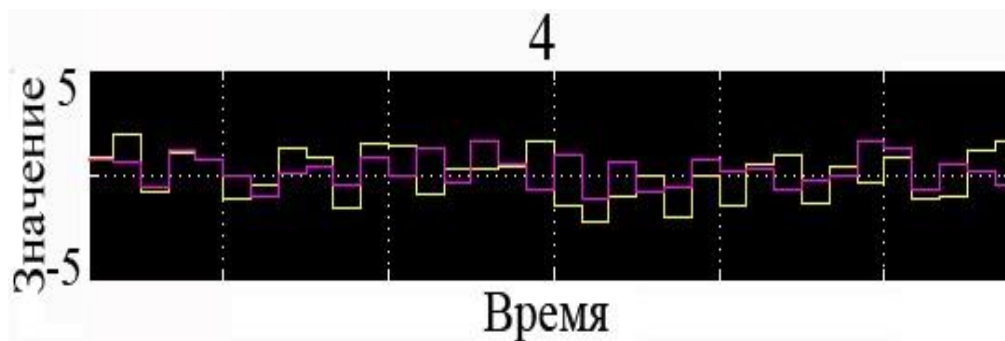


Рисунок 2.9 – Эпюра сигнала на входе демодулятора

Сигнал поступает на демодулятор, который может выдавать как жесткие решения “0” и “1”, так и мягкие решения, представляющие собой надежности принятых символов. Эпюра сигнала в точке 5 в случае жестких решений приведена на рисунке 2.10.

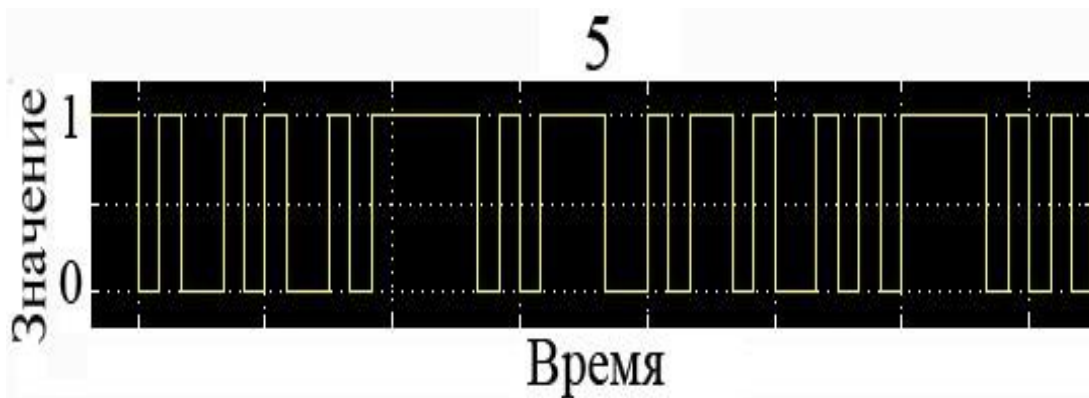


Рисунок 2.10 – Эпюра сигнала на входе декодера

Последовательность на рисунке 2.10 декодируется. Сигнал в точке 6, в случае, если ошибок не произошло, или они были исправлены должен соответствовать сигналу в точке 1.

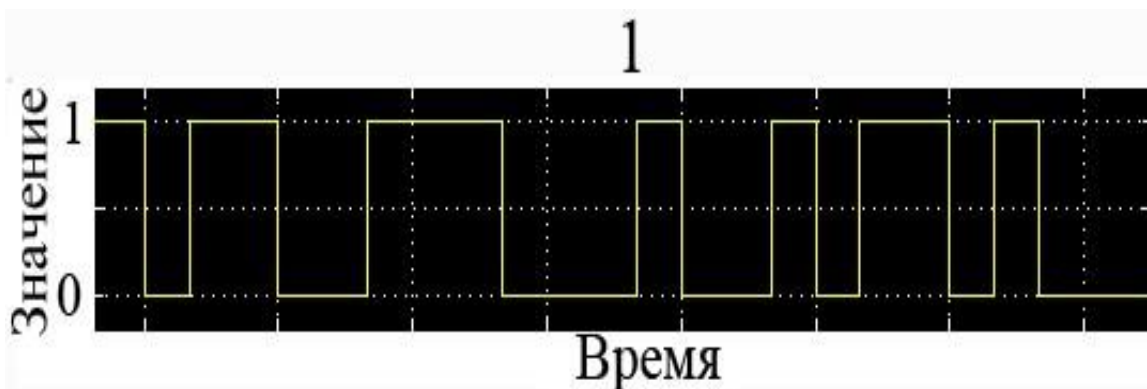
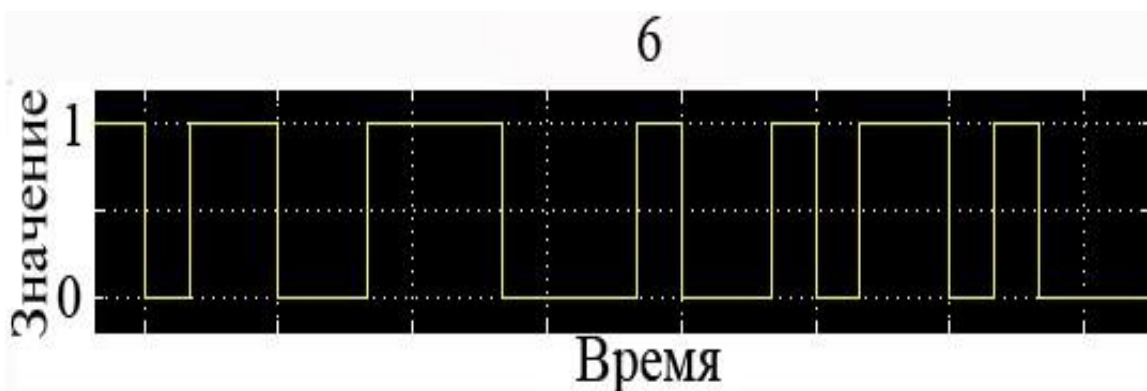


Рисунок 2.11 – Сравнение эпюр в точках 6 и 1.

### 3 Исследование статистических характеристик

#### 3.1 Характеристика помехоустойчивости

В качестве характеристики помехоустойчивости будем использовать зависимость вероятности битовой ошибки - BER (от англ. Bit Error Rate) от битового отношения сигнал/шум. На рисунке 3.1 приведена зависимость BER для исследуемого низкоплотного кода при декодировании по алгоритму распространения доверия по надежностям при различном числе итераций.

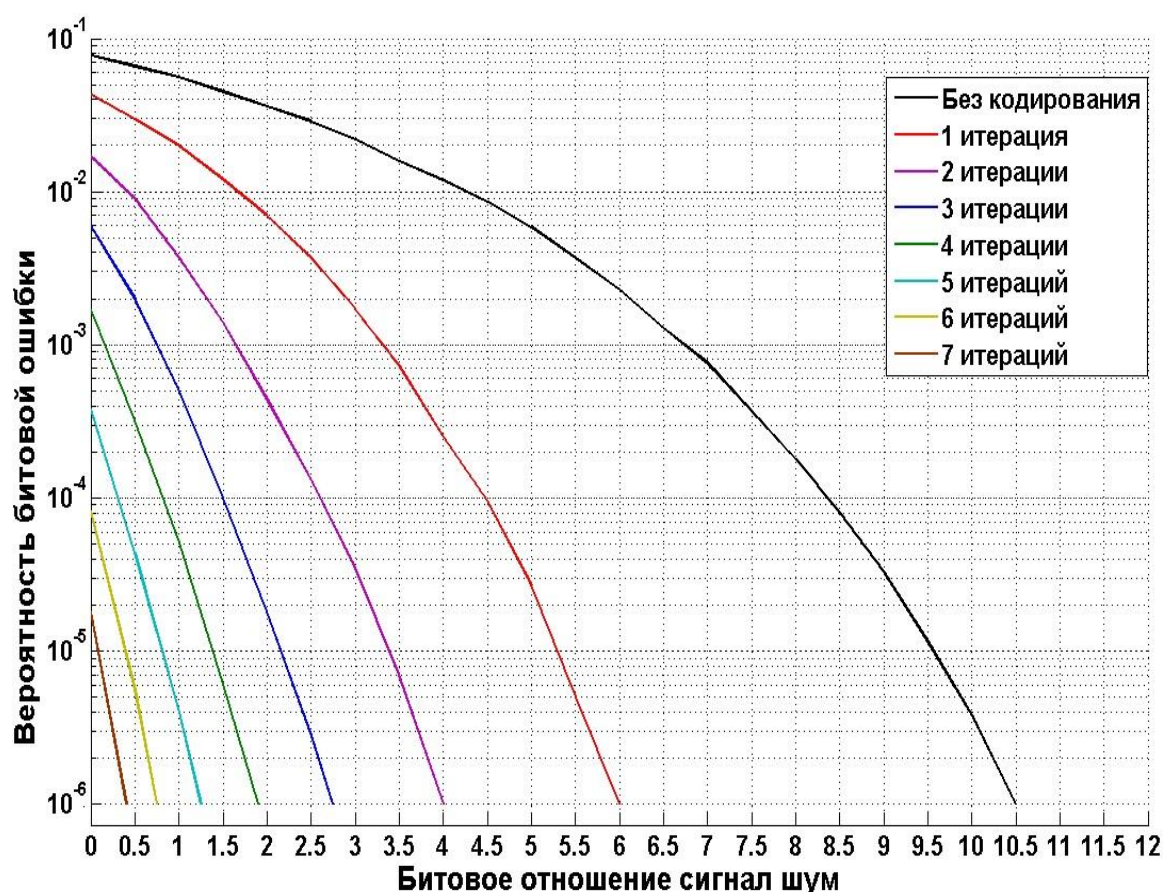


Рисунок 3.1 – Характеристика помехоустойчивости исследуемого помехоустойчивого кода

Энергетический выигрыш при 7 итерациях по сравнению с кривой без

кодирования по - 6 составляет 10 дБ. Выигрыш обусловлен применением алгоритма, уровню 10 исправляющего ошибки, возникшие в результате воздействия белого шума в канале.

### 3.2 Законы распределения кратности ошибок при различных отношениях сигнал-шум

Полученные на основе моделирования законы распределения показывают вероятность появления ошибки определенной кратности на выходе декодера, если декодер не справляется с декодированием принятого слова. С увеличением отношения сигнал шум, математическое ожидание количества ошибок в слове (кратность ошибки) стремится к 0 (рисунок 3.2). Среднеквадратическое отклонение кратности ошибки так же стремится к 0 (рисунок 3.3).

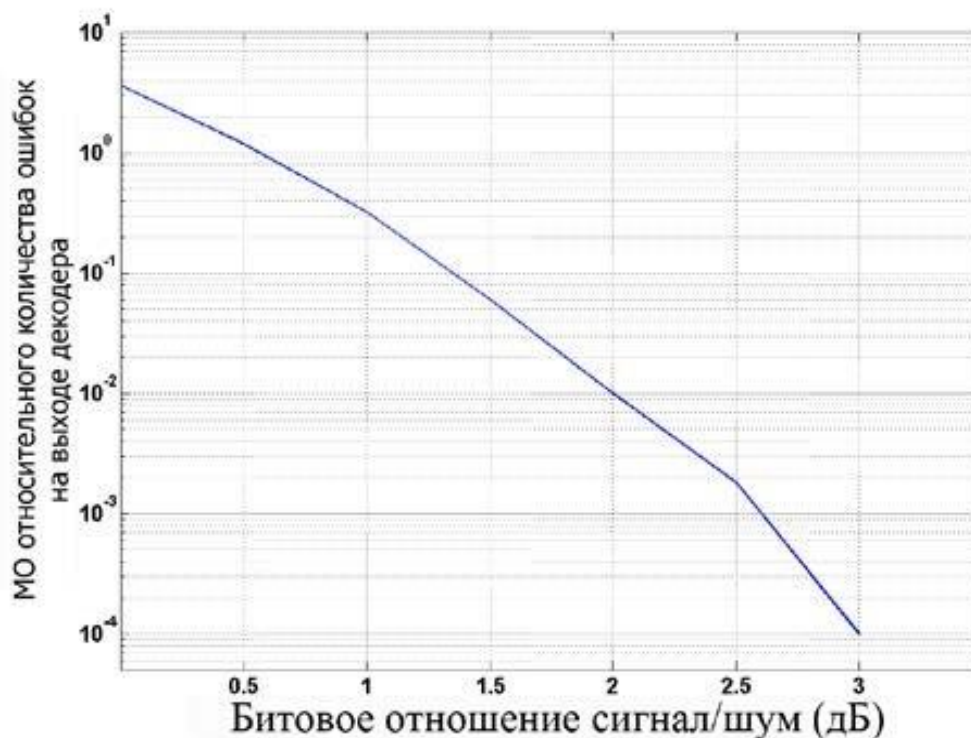
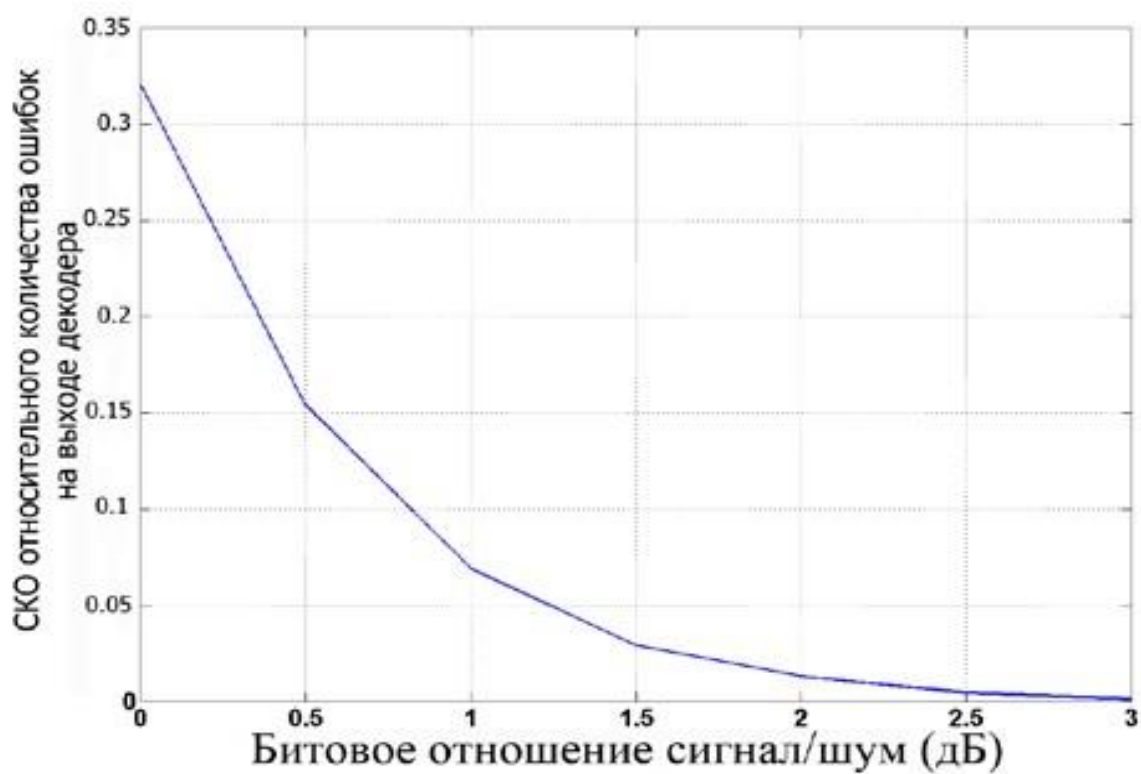


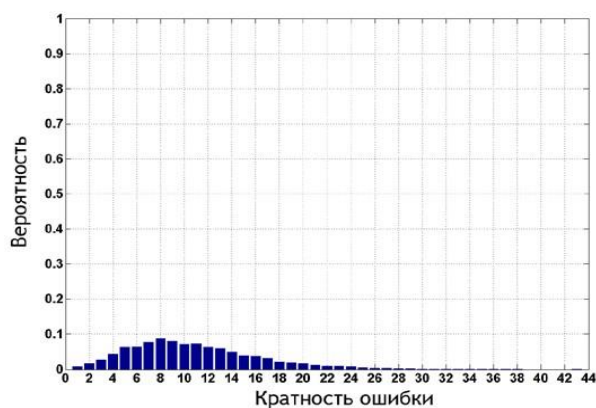
Рисунок 3.2 – Математическое ожидание относительного количества ошибок на выходе декодера в зависимости от отношения сигнал шум.



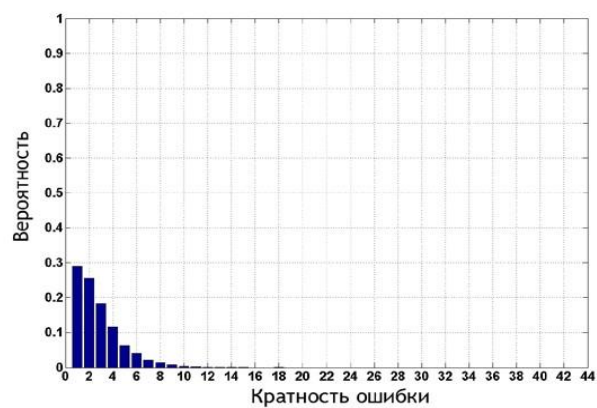
**Рисунок 3.3 – Среднеквадратическое отклонение относительного количества ошибок на выходе декодера в зависимости от отношения сигнал шум.**

Законы распределения количества ошибок в принятом кодовом слове в зависимости от отношения сигнал шум представлены на рисунке 3.4. Характеристики получены на основе ограниченной выборки в 1000 слов по 32400 символов.

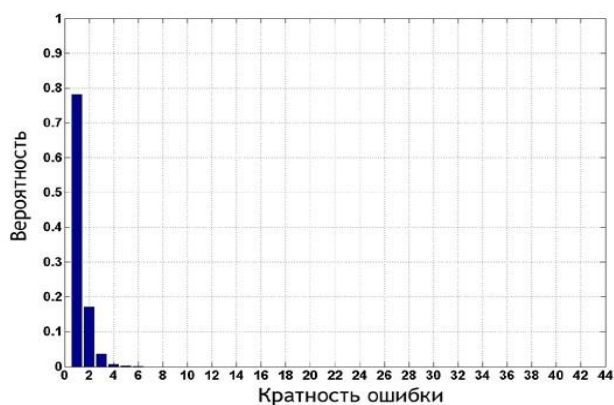




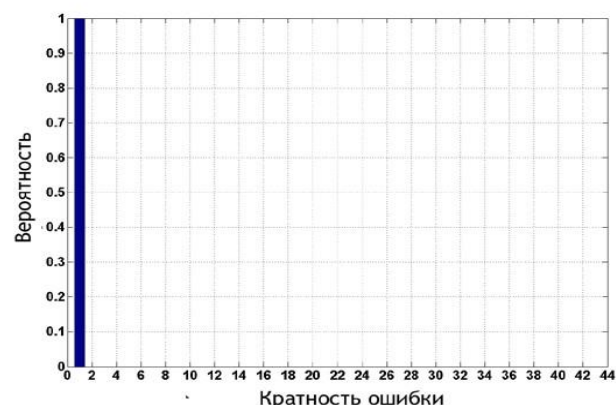
**А**



**Б**



**В**



**Г**

**Рисунок 3.4 – Законы распределения ошибок при 2 итерациях и: А – 0 дБ; Б – 1 дБ; В – 2 дБ; Г – 4 дБ.**

### **3.3 Распределения итераций при различных отношениях сигнал шум**

С увеличением отношения сигнал шум, математическое ожидание количества итераций стремится к 1 (рисунок 3.5). Законы распределения количества итераций в зависимости от отношения сигнал шум представлены на рисунке 16. Для их получения при моделировании декодеру было установлено

ограничение на максимальное число итераций равное 50. Характеристики получены при полной достоверности на ограниченной выборке в 1000 слов по 32400 символов.

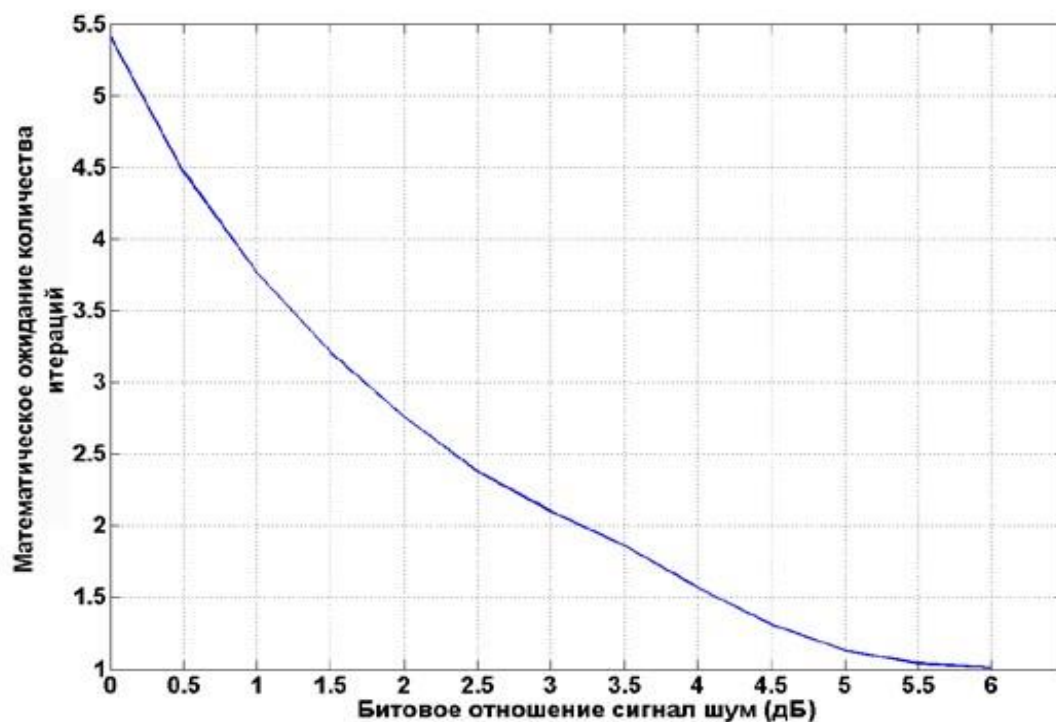
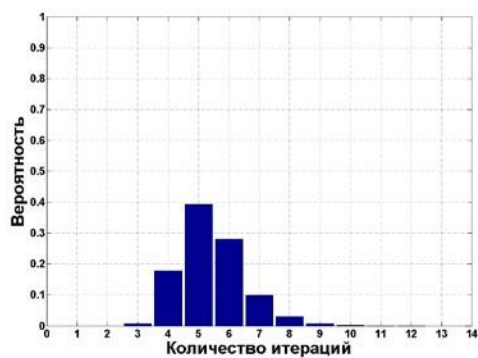
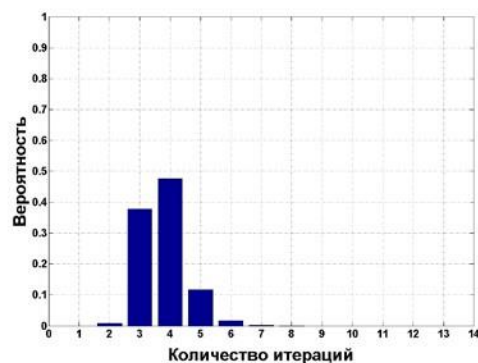


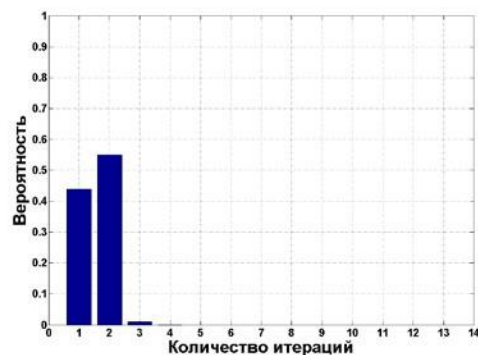
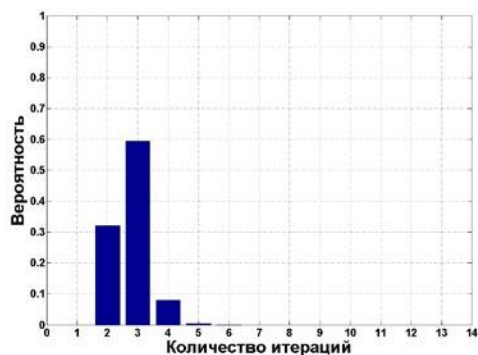
Рисунок 3.5 – Математическое ожидание количества итераций в зависимости от отношения сигнал шум.



**А**



**Б**

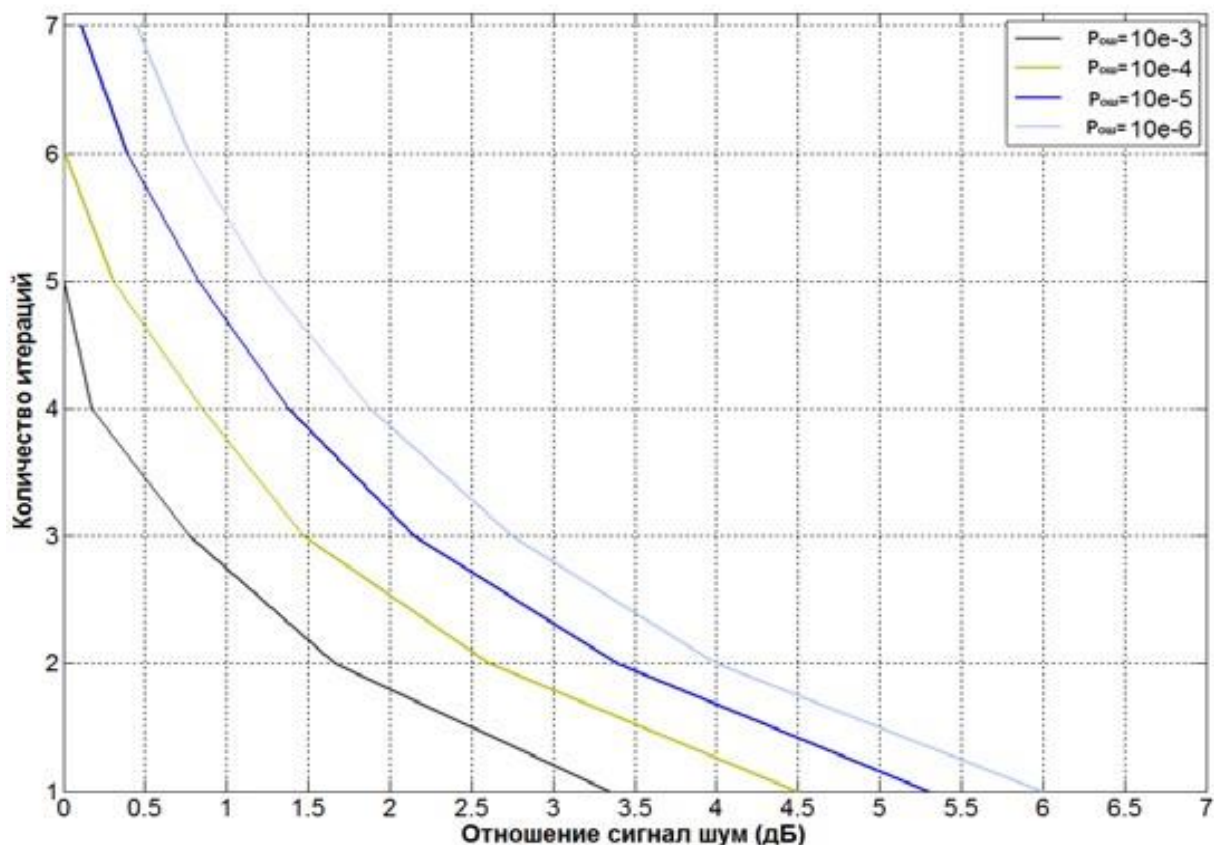


**Рисунок 3.6 – Законы распределения количества итераций при : А – 0 дБ; Б – 1 дБ; В – 2 дБ; Г – 4 дБ.**

### **3.4 Зависимость необходимого числа итераций для обеспечения заданной достоверности при различных отношениях сигнал шум**

Необходимое ограничение на максимальное число итераций, как правило, определяется из исправляющей способности кода и времени, отведенного на декодирование кодового слова. Зависимость необходимого числа итераций, которое выставляется декодеру для обеспечения определенной вероятности битовой ошибки, представлена на рисунке 3.7. Зависимость получена из характеристики BER (рисунок 3.1).





**Рисунок 3.7 – Зависимость необходимого числа итераций для обеспечения заданной достоверности при различных отношениях сигнал шум.**

На основе полученных результатов можно устанавливать ограничение на максимальное число итераций для заданных значений достоверности передачи информации и отношения сигнал-шум. Например, для вероятности битовой ошибки  $10^{-6}$  и битового отношения сигнал-шум 3 дБ, как следует из рисунка 3.7, максимальное число итераций в декодере должно быть установлено не менее трёх.

## **4 ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ**

Основной целью научно-исследовательской или опытно-конструкторской работы является осуществление работ, направленных на анализ, проектирование или разработку любых устройств. Результатом таких работ может быть разработан опытный образец или программный продукт, для выполнения определенных функций, рекомендации по эксплуатации прибора или технологии, нормативные акты и так далее.

### **4.1 Планирование работ по исследованию**

В проведении исследования задействованы следующие специалисты:

- главный инженер или старший научный сотрудник (заведующий лабораторией), осуществляющий общее руководство исследованием;
- инженер I категории или младший научный сотрудник, проводящий разработку, исследование, необходимые расчеты, составляющий техническую документацию на исследование;
- экономист, дающий экономическую оценку исследования.

Расчет сроков проведения и трудоемкости представлен в таблице 4.1.

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						34
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

**Таблица 4.1 - Планирование работ по исследованию**

<b>Наименование этапов работ</b>	<b>Исполнитель</b>	<b>Трудоемкость, час</b>	<b>Продолжительность, дней</b>
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
<b>1.Подготовительный</b>			
1.1.Сбор информации	Младший научный сотрудник	48	6
1.2.Выработка идеи	Старший научный сотрудник	48 48	6 6
1.3.Определение объема исследовательских работ	Младший научный сотрудник	16	2
1.4.Формирование исследовательской работы	Младший научный сотрудник	16	2
1.5.Обработка и анализ Информации	Младший научный сотрудник	80	10
<b>Итого:</b>		256	32
<b>2.Основной (экономический анализ)</b>			
2.1.Обоснование целесообразности работы	Старший научный сотрудник	32	4
2.2.Выполнение работы	Младший научный сотрудник	96	12
<b>Итого:</b>		128	16

**Продолжение таблицы 4.1 - Планирование работ по исследованию**

<b>3.Заключительный</b>			
3.1.Технико-экономическое Обоснование	Экономист	48	6
3.2.Оформление и утверждение документации	Младший научный сотрудник	48	6
<b>Итого:</b>		96	12

Результатом планирования является расчет трудоемкости исследования по часам и количеству дней. Определена численность штата производственного персонала, необходимого для проведения исследования.

**4.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование**

Расчет расходов на оплату труда разработки исследования представлен в таблице 4.2.

**Таблица 4.2 - Расчет расходов на оплату труда**

<b>Должность Исполнителей</b>	<b>Трудоемкость, час</b>	<b>Оклад, Руб</b>
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>
Младший научный сотрудник	304	14000
Старший научный сотрудник	128	16000
Экономист	48	13000
<b>Итого:</b>	480	

Часовая тарифная ставка ( $Ч_{ТС}$ ) рассчитывается по формуле:

$$Ч_{ТС} = \frac{P}{F_{мес}}, \quad (4.1)$$

где  $F_{мес}$  – фонд рабочего времени месяца, составляет 176 часов (22 рабочих дня по 8 часов в день);

$P$  – оклад сотрудника.

Расход на оплату труда ( $P_{OT}$ ) находится следующим образом:

$$P_{OT} = Ч_{ТС} * T_{сум}, \quad (4.2)$$

где  $T_{сум}$  – суммарная трудоемкость каждого из исполнителей.

Результаты расчетов сведены в таблицу 4.3.

**Таблица 4.3 - Расчет расходов на оплату труда**

Должность Исполнителей	Трудоемкость, Час	Оклад, Руб	$Ч_{ТС}$ , руб/час	$P_{OT}$ , руб
1	2	3	4	5
Младший научный сотрудник	304	14000	79,55	24183,20
Старший научный сотрудник	128	16000	90,90	11635,20
Экономист	48	13000	73,86	3545,28
<b>Итого:</b>	480			39363,68

### 4.3 Расчет продолжительности исследования

Согласно расчетам трудоемкость исследования составила 480 часов.

Продолжительность исследования составит:

$$T_{иссл} = T_{сум} / T_{РД} \quad (4.3)$$

где  $T_{сум} = 480$  часов суммарная трудоемкость исследования

$T_{РД} = 8$  часов – продолжительность рабочего дня

$$T_{иссл} = 480 / 8 = 60 \text{ дней.}$$

Продолжительность исследования составляет 60 дней, расчет производится без учета выходных и праздничных дней.

### 4.4 Расчет стоимости расходных материалов

В данном разделе учитываются расходы на приобретение основных материалов, необходимых для того, чтобы провести исследования, оформления соответствующей документации, а также учитывается стоимость картриджа. Вычисление стоимости расходных материалов приведено в таблице 4.4.

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						38
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

**Таблица 4.4 - Стоимость расходных материалов**

<b>Наименование расходных материалов</b>	<b>Цена за единицу, руб.</b>	<b>Количество, шт.</b>	<b>Сумма, руб.</b>
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
Бумага	160	2	320
Канцтовары	180	-	180
Расходные материалы для принтера (картридж)	3000	-	3000
<b>Итого:</b>			<b>3500</b>

Было определено, что для проведения исследования затраты на закупку расходных материалов потребуются 3500 рублей.

#### 4.5 Расчет сметы расходов на исследование

Принятие во внимание часовой тарифной ставки были рассчитаны общие расходы на разработку и проведение исследования. Эта статья расходов включают премиальные выплаты, районный коэффициент и страховые взносы. Для оценки затрат на исследование была составлена смета на разработку и проведение исследования.

Был произведен расчет расходов:

Премиальные выплаты рассчитываются по формуле:

$$ПВ = P_{OT} K_{ПВ}, \quad (4.4)$$

где  $K_{ПВ}$  - коэффициент премиальных выплат, составляет 20 %, в случае если премии не предусмотрены  $K_{ПВ}=1$ .

$$ПВ = 39363,68 \cdot 0,2 = 7872,74 \text{ руб.}$$

Дополнительные затраты на проведение исследования можно определить как:

$$Z_{\text{ДОП}} = P_{\text{ОТ}} K, \quad (4.5)$$

где  $K$  - коэффициент дополнительных затрат ( $K=14\%$ ).

$$Z_{\text{ДОП}} = P_{\text{ОТ}} \cdot 14 \%$$

$$Z_{\text{ДОП}} = 39363,68 \cdot 0,14 = 5510,92$$

В заработной плате может быть предусмотрен районный коэффициент, который характеризует доплату во время работы в трудных условиях. Величина коэффициента определяется в зависимости от характера производства.

$$PK = P_{\text{ОТ}} K_{\text{РВ}} \quad (4.6)$$

где  $K_{\text{РВ}}$  – коэффициент районных выплат, для примера составляет 15 % от суммы.

$$PK = (39363,68) \cdot 0,15 = 5904,55 \text{ руб.}$$

Общие расходы на оплату труда вычисляются по формуле:

$$P_{\text{общ}} = P_{\text{ОТ}} + ПВ + PK + Z_{\text{ДОП}} \quad (4.7)$$

где  $P_{\text{ОТ}}$  - основная заработная плата;

ПВ - премиальные выплаты;

$Z_{\text{ДОП}}$  - дополнительные затраты;

PK - районный коэффициент.

$$\Sigma P_{\text{ОТ}} = 39363,68 + 7872,74 + 5510,92 + 5904,55$$

$$\Sigma P_{\text{ОТ}} = 58651,89 \text{ руб.}$$

Из таблицы 4.4 берется итоговая сумма стоимости расходных материалов

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						40
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		



по статье расходных материалов.

$$\Sigma P_{PM}=3500 \text{ руб.}$$

Страховые взносы рассчитываются по формуле:

$$CB = P_{OT} \cdot 0,3 \quad (4.8)$$

$$CB = 3500 \cdot 0,30 = 1050$$

Амортизационные исчисления на использование компьютера составляют 25% от стоимости компьютера и вычисляются по формуле.

$$AO = C_{ПК} \cdot 0,25 \quad (4.9)$$

$$AO = 30000 \cdot 0,25 = 7500 \text{ руб.}$$

Расходы на использование Интернета берутся из расчета месячной абонентской платы для предприятия. Пусть:

$$P_{ИНТ} = 1200 \text{ руб.}$$

Административно-хозяйственные расходы составляют 50% от основной заработной платы ( $P_{OT}$ ).

$$P_{AX} = P_{OT} \cdot 0,5 \quad (4.10)$$

$$P_{AX} = 39363,68 \cdot 0,5 = 19681,84 \text{ руб.}$$

Полученные результаты расчета расходов были сведены в таблицу. Смета расходов на разработку и проведение исследования представлена в таблице 4.5.

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						41
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

**Таблица 4.5 - Смета расходов на разработку и проведение исследования**

<b>Наименование статей расходов</b>	<b>Сумма, руб.</b>	<b>Удельный вес статей, %</b>
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>
1.Стоимость расходных материалов	3500	3,82
2. Расходы на оплату труда	58651,89	
2.1. Основная заработная плата	39363,68	42,98
2.2. Дополнительные затраты	5510,92	6,02
2.3. Премияльные выплаты	7872,74	8,59
2.4 Районный коэффициент	5904,55	6,45
3. Единый социальный налог	1050	1,15
4. Амортизационные исчисления на использование компьютера	7500	8,19
5. Расходы на использование Интернет	1200	1,31
6.Административно-хозяйственные расходы	19681,84	21,49
<b>Итого:</b>	<b>91583,73</b>	<b>100</b>

Результатом экономической оценки исследования является определение затрат на разработку и реализацию исследования:

- продолжительность исследовательских работ составила 60 дней;
- сметы расходов на исследование – 91 583 рублей.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены вопросы построения LDPC кодов и их применения для повышения помехоустойчивости передачи данных в стандарте спутникового телевидения DVB-S2;

Построена имитационной модель цифровой линии связи с LDPC кодером/декодером;

Получены оценки вероятности битовой ошибки (BER) на выходе декодера. Анализ показал, что для обеспечения вероятности битовой ошибки  $10^{-6}$  требуется битовое отношение сигнал-шум 0.5 дБ при ограничении числа итераций декодирования равным 7.

Проведен анализ ряда статистических характеристик, описывающих работу декодера, который показал, что с увеличением отношения сигнал/шум наблюдается уменьшение математического ожидания кратности ошибок на выходе декодера, а также среднего числа итераций. Эти зависимости могут быть использованы для определения текущего отношения сигнал/шум.

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						43
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Овчинников А. К вопросу о построении LDPC-кодов на основе евклидовых геометрий // вопросы передачи и защиты информации: Сборник статей под ред. а. крука. СПбГуаП. СПб., 2006. – 226 с
2. Белоголовый А. В., Крук Е. А. Многопороговое декодирование кодов с низкой плотностью проверок на четность // вопросы передачи и защиты информации: Сборник статей под ред. а. крука. СПбГуаП. СПб., 2006. – 226 с.
3. Dr. Lin-Nan Lee LDPC Codes, Application to Next Generation Communication Systems // IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference. — October, 2003.
4. Золотарёв В. В. Коды и кодирование // Новое в жизни, науке, технике. Сер. «Радиоэлектроника и связь». – 1990. – № 9. – 64 с.
5. Симушин А. А., Копысов А. Н., Климов И. З. Разработка системы цикловой синхронизации для канала с группированием ошибок // Интеллектуальные системы в производстве. – 2011. – № 1. – С. 237–243.
6. Чунаев А. В., Абилов А. В., Нистюк А. И. Влияние характеристик передачи потоковых данных на качество видео в WLAN // T-Comm: Телекоммуникации и транс- порт. – 2012. – Т. 6. – № 7. – С. 219–224.
7. Walter Fischer. Digital Video and Audio Broadcasting Technology. 2008(Springer) Verlag Berlin Heidelberg.  
<http://www.see.ed.ac.uk/~s0571365/Files/Articles/ISCAS06/docs/Tutorials/M06.pdf>
8. Дьяконов В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров, ДМКПресс, 2011, 976 с.
9. ETSI TS 102 831 V1.1.1 (2010)10) Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB)T2).
10. ETSI EN 302 307 V1.2.1 Digital Video Broadcasting (DVB);Second gen) eration framing structure, channel coding and modulation systems for

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						44
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satel) lite applications (DVB)S2). 2009)04.

11. Зуборев Ю.Б., Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова, 12-ая Международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение», Москва, 2010 г.

12. R. G. Gallager. Low Density Parity Check Codes. Cambridge, MA: MIT Press, 1963. 6.M. Fossorier, M. Mihaljevic,, H. Imai. Reduced Complexity Iterative Decoding of Low-Density Parity-Check Codes Based on Belief Propagation. IEEE Transactions on Communications1 47(5), May 1999.

13. Р. Морелос Сарагоса «Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение». Техносфера. Москва, 2005 г.

					<b>11070006.11.03.02.100.ПЗВКР</b>	Лист
						45
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		