

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ**
**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования**
«Тихоокеанский государственный университет»

Кафедра «Автоматика и системотехника»

Свободное ПО и робототехника

Конкурс дипломных проектов «Лучший Свободный Диплом»

**Разработка и исследование моделей систем передачи данных с
адаптацией к состоянию канала связи и реализацией принципа
«отложенной точности»**

Текстовый документ

Выполнил: аспирант 1-го года обучения

Куприянова Ольга Викторовна

Хабаровск – 2017 г.

LICENSE

© 2017 Olga Kupriianova

Permission is granted to copy, distribute and/or modify this document under the terms of the GNU Free Documentation License, Version 1.3 or any later version published by the Free Software Foundation; with no Invariant Sections, no Front-Cover Texts, and no Back-Cover Texts. A copy of the license is included in the section entitled "GNU Free Documentation License".

ЛИЦЕНЗИЯ

© 2017 Ольга Куприянова

Разрешается копировать, распространять и / или изменять этот документ в соответствии с условиями GNU Free Documentation License, версия 1.3 или более поздней версии, опубликованной Free Software Foundation; без изменения разделов, титульного листа, и текста задней обложки. Копия лицензии включена в раздел, с названием "GNU Free Documentation License".

РЕФЕРАТ

Текст работы содержит 102 страницы текстового документа формата А4, включающего 44 рисунка, 8 таблиц, 41 использованный источник.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМА, АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА, ИММИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ, ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ, МЕТОД ИТЕРАЦИЙ, ПРЯМОЙ МЕТОД, КОСВЕННЫЙ МЕТОД, АЛГОРИТМ, КАНАЛ СВЯЗИ, СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ.

Целью работы является разработка и исследование имитационной модели системы передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи, обеспечивающей более эффективное использование ресурсов канала связи.

В работе была разработана и исследована имитационная модель адаптивной системы управления передачей данных на основе алгоритма подстройки параметров системы к текущему состоянию канала связи, что обеспечивает требуемые параметры надежности системы управления. Результаты проведенных экспериментов позволяют сделать вывод о том, что предложенный метод адаптации к состоянию канала связи в системе передачи данных обеспечивает достаточно высокий уровень надежности, что позволяет более рационально использовать канал связи. Разработанная имитационная модель позволяет работать с различным уровнем шума в каналах связи, причем возникновение ошибки в канале может носить как однородный, так и случайный характер на протяжении всей передачи данных.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
1 Передача данных в информационно-измерительных системах	9
1.1 Каналы связи в информационно-измерительных системах	12
1.2 Основные математические модели каналов связи	16
1.3 Методы помехоустойчивого кодирования	21
Выводы по главе 1	29
2 Оценка состояния канала связи	30
2.1 Способы оценки состояния канала связи	30
2.2 Разработка и исследование имитационных моделей передачи данных с оценкой состояния канала связи	36
Выводы по главе 2	62
3 Имитационное моделирование и исследование адаптивных систем пере- дачи данных ИИС	64
3.1 Имитационное моделирование и исследование адаптивных систем передачи данных ИИС	64
3.1.1 Алгоритм адаптации	64
3.1.2 Разработка и исследование имитационной модели системы на базе турбо-кода	65
3.1.3 Разработка и исследование имитационной модели системы на базе БЧХ-кода	75
3.2 Моделирование системы с реализацией принципа «отложенной точ- ности»	83
3.2.1 Алгоритм адаптации	83
3.2.2 Разработка и исследование имитационной модели	85
Выводы по главе 3	93
Заключение	95
Список использованных источников	98

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность проблемы. Научно-технический прогресс ведет к росту количества информации обрабатываемой в различных информационно-измерительных и управляющих системах (ИИУС). Постоянно растет масштаб внедряемых ИИУС, поэтому существенную роль в данных системах приобретают подсистемы связи, предназначенные для передачи информации между частями ИИУС. Передача информации может вестись в специфических условиях сильных и разнообразных помех, поэтому подсистемы связи должны обладать достаточной помехоустойчивостью, зависящей от назначения ИИУС. К подсистемам связи предъявляются также требования высокой эффективности при относительной простоте технической реализации и эксплуатации, что достигается использованию наиболее современных способов кодирования/декодирования и модуляции/демодуляции.

Наиболее важным критерием эффективности любой сети и системы связи можно считать объем переданной информации в единицу времени, при выполненных требованиях по безопасности и достоверности передачи. Дополнительными показателями могут быть устойчивость, мобильность, ресурсопотребление и другие внутренние свойства системы.

В настоящее время подавляющее большинство систем передачи информации для повышения эффективности используют помехозащищенное кодирование и обратные связи для обнаружения и исправления ошибок возникших вследствие помех. Системы связи, в которых метод помехозащищенного кодирования меняется в соответствии с изменением состояния канала связи, принято называть системами с адаптивным кодированием. Адаптивное кодирование дает дополнительный прирост эффективности для каналов связи с медленно изменяющимися параметрами, поскольку минимизируется избыточность кодирования (при сохранении надежности передаваемой информации). Теория адаптивного кодирования в настоящее время интенсивно развивается, однако, предложенные методы адаптивного кодирования предназначены в основном для повышения эффективной ско-

рости передачи мультимедийной информации, при этом приемлемый для измерительных данных уровень надежности может не достигаться, поэтому в ИИУС адаптивное кодирование практически не применяется.

Настоящая работа посвящена разработке и исследованию моделей систем передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи и реализацией принципа «отложенной точности», который будет стремиться обеспечивать заданный уровень надежности передаваемой информации.

Цель работы – разработка и исследование имитационной модели системы передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи, обеспечивающей более эффективное использование ресурсов канала связи. Для достижения заданной цели в работе решаются следующие задачи.

1. Анализ основных методов помехоустойчивого кодирования, применяемых в существующих системах передачи данных, а также средств моделирования таких систем;

2. Разработка алгоритмов адаптивного выбора параметров помехоустойчивого кода и разрядности передаваемых данных в зависимости от состояния канала передачи данных и обеспечивающие заданную надежность передачи данных при минимальной избыточности;

3. Разработка имитационной модели системы управления передачей данных в ИИУС, реализующей алгоритм адаптивного кодирования, и исследование ее эффективности.

Методы исследований. При проведении исследований использовался математический аппарат теории передачи дискретных сообщений, элементы теории вероятности и метод имитационного моделирования.

Научную новизну составляют следующие положения:

1. Предложен способ оценки вероятности искажений данных в канале связи с заданной точностью на основе обработки статистики декодирования;

2. Предложен алгоритм адаптивного выбора параметров помехоустойчивого кода в зависимости от состояния канала передачи данных;

3. Предложен адаптивный алгоритм передачи данных к состоянию канала работы системы передачи данных на основе принципа «отложенной точности»;

4. Проведена оценка базовых параметров адаптивных систем передачи данных, обеспечивающих заданную надежность передачи данных в канале с неоднородной вероятностью искажений.

Практическая ценность результатов работы. Разработаны имитационные модели адаптивных систем, реализующих предложенные методы адаптации к состоянию канала передачи данных. Приведенные в работе алгоритмы могут быть использованы при разработке ИИУС различного назначения, причем разработанная модель системы передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи обеспечивает возможность моделирования ИИУС с повышенным уровнем требований к качеству передаваемой информации при низких требованиях к быстродействию. Кроме того, разработанная имитационная модель адаптивной системы связи может быть использована в учебном процессе для изучения систем связи с переспросом.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Алгоритм адаптивного выбора параметров помехоустойчивого кода;
2. Адаптивный алгоритм, реализующий принцип «отложенной точности»;
3. Имитационные модели адаптивных систем на базе предложенных алгоритмов.

Апробация результатов работы. Основные положения и отдельные результаты работы докладывались и обсуждались на:

1. XI Международной научно-практической конференции «Современные научные исследования: инновация и опыт», Екатеринбург, 2015;
2. 10th International scientific conference «European Science and Technology», Germany, Munich, 2015;
3. III всероссийская научно-практическая конференция «Информационные технологии и высокопроизводительные вычисления», Хабаровск, 2015;

4. IX international research and practice conference «Science, Technology and Higher Education», Canada, Westwood, 2015;
5. На студенческих НТК ТОГУ;
6. IX международная олимпиада в сфере информационных технологий, IT Планета, 2016.

Публикации. По теме данной работы опубликовано 11 статей, в том числе 2 в журналах из списка ВАК, а также получено 10 свидетельств о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Структура и объем работы. Представленная работа состоит из введения, трех глав, заключения и списка использованной литературы. Данная работа состоит из введения, трех глав, заключения и списка использованной литературы. Работа изложена на 103 листах основного текста, содержит 40 рисунков, 7 таблиц и 41 библиографическое наименование, в том числе 3 на английском языке.

1 ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

На сегодняшний день существует множество вариантов построения каналов передачи информации, ориентированных на работу ИИУС. Одной из важных задач систем передачи информации являются борьба с различного рода помехами, среди которых наиболее распространенным является аддитивный белый гауссов шум (АБГШ), формирующийся, в частности, различными электронными компонентами, например, резисторами и твердотельными устройствами [24]. Другие источники помех могут возникать вне системы, например, представлять собой переходные помехи от других пользователей канала связи. В том случае, если шум и другие помехи занимают тот же диапазон частот, что и полезный сигнал, их влияние может быть минимизировано путем соответствующего выбора передаваемого сигнала и демодулятора в приемнике.

Еще одним видом мешающих воздействий в информационном канале передачи данных являются затухание сигнала, фазовые и амплитудные искажения сигнала, а также искажения, обусловленные многопутевым распространением волн [20]. Приведенные виды помех ведут к тому, что надежность функционирования информационно-измерительной системы (ИИС) снижается в силу искажения или потери передаваемой по каналам связи информации. Здесь следует отметить, что под надежностью информации обычно понимается степень соответствия принятой информации приемником, с той которой была передана от источника сообщения [22].

Различные попытки повысить надежность каналов передачи данных, приводят к усложнению информационно-измерительных систем. Так, система передачи данных становится все более универсальной средой, служащей для передачи информации различного типа, например, измерительной, тестовой, служебной и так далее. При этом повышение уровня универсальности приводит к ужесточению

требований к этой системе, то есть надежность системы должна существенно увеличиваться.

Следует отметить продолжающуюся тенденцию усложнения решаемых ИИС задач, причем специфической особенностью такого усложнения следует считать ограниченность практической возможности для подробного изучения и описания процессов, протекающих в объекте измерения, что и обуславливает все более широкое применение адаптивных систем передачи данных (АСПД). Отсюда следует основная особенность разработки АСПД, заключающаяся в необходимости достижения высокого качества управления при отсутствии достаточной полноты априорной информации о характеристиках управляемого процесса или в условиях неопределенности. Следует отметить, что по мере усложнения задач, возлагаемых на ИИС, указанная неопределенность возрастает, поэтому становится сложнее заранее определить характер изменения динамических свойств самой системы, а также управляемого процесса. По мере уменьшения объема априорных сведений о системе, прямо пропорционально увеличиваются трудности в обеспечении качества управления [13, 10].

В настоящее время в адаптивных системах передачи найдены достаточно эффективные способы преодоления указанных трудностей [6]. Так, эффективность приспособления в АСПД может достигаться за счет того, что часть алгоритма по получению и обработке недостающей информации об управляемом процессе осуществляется самой системой в процессе ее работы. Данный метод частичного переноса функции способствует более полному использованию рабочей информации при формировании управляющих воздействий, а также позволяет существенно снизить влияние неопределенности на качество управления, компенсируя в определенной степени недостаток априорного знания разработчика системы об управляемом процессе.

На рисунке 1 представлена простейшая система передачи дискретных сообщений (ПДС), состоящая из двух контуров: система связи и канал связи. Источник сообщения генерирует некоторое сообщение, которое нужно доставить по ка-

налу связи к получателю сообщения. Так как на канал передачи данных воздействуют помехи, необходимо его защищать, поэтому исходное сообщение кодируется кодирующим устройством. Для того чтобы закодированной последовательностью мог воспользоваться получатель, его нужно декодировать с помощью декодирующего устройства [4].

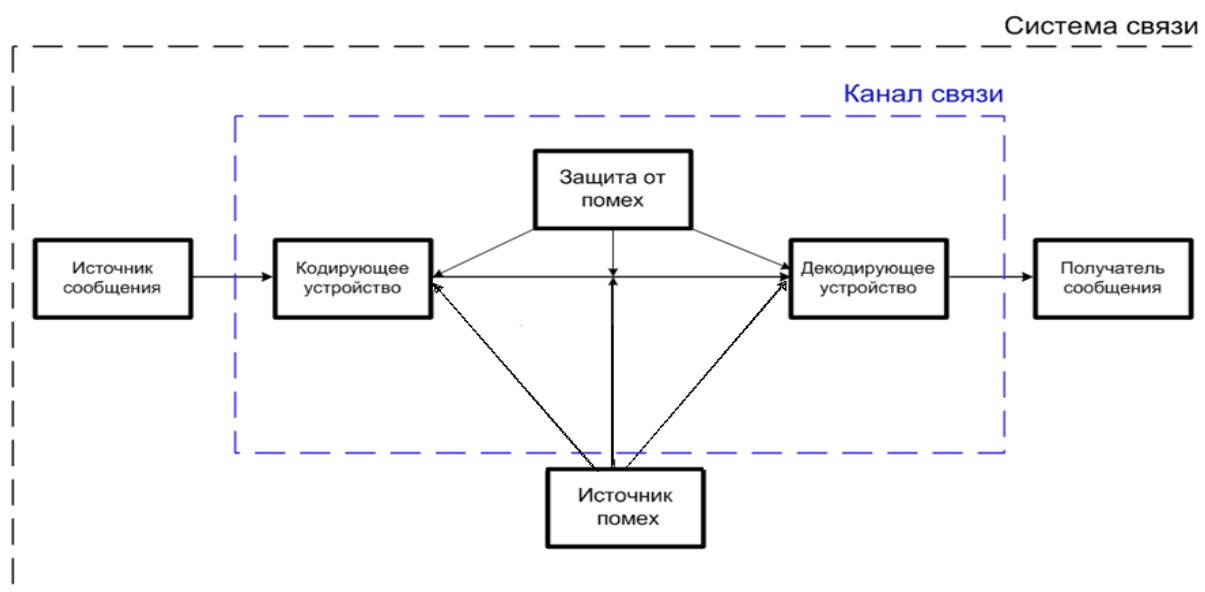


Рисунок1 – Простейшая система передачи данных

Сигнал необходим в качестве переносчика информации, сам же он информации не несет [24].

Информация, поступающая от источника, чаще всего, содержит избыточность. Это объясняется тем, что символы сообщения, могут быть статистически связаны, что позволяет часть сообщения не передавать, восстанавливая его на приеме по известной статистической связи. Избыточность в принимаемом сообщении позволяет исправить часть искаженных слов, но также она приводит к тому, что за заданный промежуток времени будет передано меньшее количество информации, и менее эффективно будет использоваться канал ПДС.

Для повышения надежности передаваемого сообщения по каналу связи используется избыточное кодирование, что позволяет уже на этапе приема обнаруживать и корректировать ошибки. В процессе кодирования, осуществляемого ко-

дером канала, в исходную кодовую комбинацию вносится избыточность. На стороне приемника декодер канала выполняет обратное преобразование, в результате чего формируется исходная комбинация кода.

Для согласования кодера и декодера с непрерывным каналом связи, используются устройства преобразования сигналов, расположенные на приеме и передаче (модулятор и демодулятор соответственно). Канал связи и устройства преобразования сигналов образуют дискретный канал – это канал, предназначенный для передачи цифровых сигналов данных.

Для устранения избыточности в канале связи используется оптимальное кодирование сообщений [7].

1.1 Каналы связи в информационно-измерительных системах

Для распространения сигналов от источника к получателю (и наоборот) необходим канал связи. Канал связи – это система технических средств и среда распространения сигналов для передачи сообщений. Физический канал может быть двухпроводной линией, пропускающей электрический сигнал. Также он может быть представлен стекловолокном, которое переносит информацию посредством модулированного светового луча. Если физический канал является подводным каналом океана, то информация передается акустически, если же канал представлен свободным пространством, то несущий информационный сигнал излучается при помощи антенны. Другие среды, характеризующиеся как каналы связи, являются средствами хранения данных, например, магнитная лента, магнитные и оптические диски [22].

Канал связи служит для передачи сигналов между удаленными устройствами. На рисунке 2 представлена одна из моделей канала связи. Сигналы несут информацию, предназначенную для представления пользователю, либо для использования прикладными программами электронными вычислительными машинами. Канал связи состоит из следующих компонентов:

- 1) передающее устройство;
- 2) принимающее устройство;
- 3) среду передачи различной физической природы.

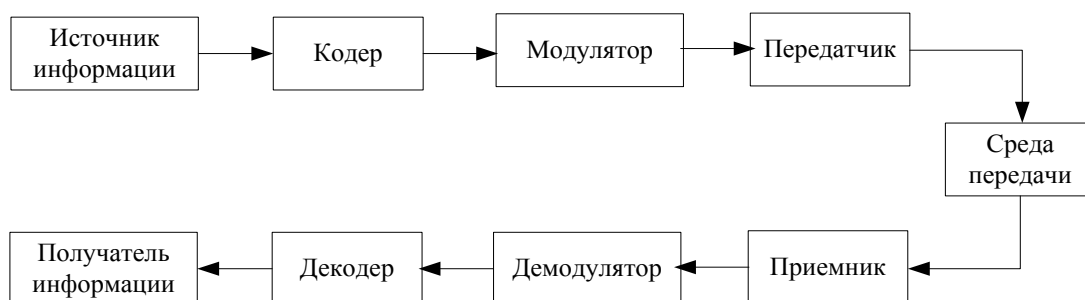


Рисунок 2 – Простейший канал связи

Существует большое множество различных видов каналов связи, но наиболее часто выделяют каналы проводной связи (воздушные, кабельные, оптоволоконные и другие) и каналы радиосвязи (тропосферные, спутниковые и другие). Такие каналы принято классифицировать на основе характеристик входного и выходного сигналов, а также по изменению характеристик сигналов в зависимости от таких явлений, происходящих в канале, как замирания и затухание сигналов [24].

По типу среды распространения каналы связи делятся на:

- 1) проводные;
- 2) акустические;
- 3) оптические;
- 4) инфракрасные;
- 5) радиоканалы.

Каналы связи также классифицируют на:

- 1) непрерывные (на входе и выходе канала – непрерывные сигналы);
- 2) дискретные или цифровые (на входе и выходе канала – дискретные сигналы);

- 3) непрерывно-дискретные (на входе канала – непрерывные сигналы, а на выходе – дискретные сигналы);
- 4) дискретно-непрерывные (на входе канала – дискретные сигналы, а на выходе – непрерывные сигналы).

Каналы могут быть линейными и нелинейными, временными и пространственно-временными.

По направленности линий связи различают:

а) направленные (используются различные проводники):

- 1) коаксиальные;
- 2) витые пары на основе медных проводников;
- 3) оптоволоконные.

б) ненаправленные (радиолинии);

- 1) прямой видимости;
- 2) тропосферные;
- 3) ионосферные космические;
- 4) радиорелейные (ретрансляция на дециметровых и более коротких радиоволнах).

По виду передаваемых сообщений:

- 1) телеграфные;
- 2) телефонные;
- 3) передачи данных;
- 4) факсимильные (передача электрическим способом изображений неподвижных плоских объектов по каналам электрической связи).

По виду сигналов:

- 1) аналоговые;
- 2) цифровые;
- 3) импульсные.

На рисунке 3 приведена классификация наиболее часто используемых каналов связи.

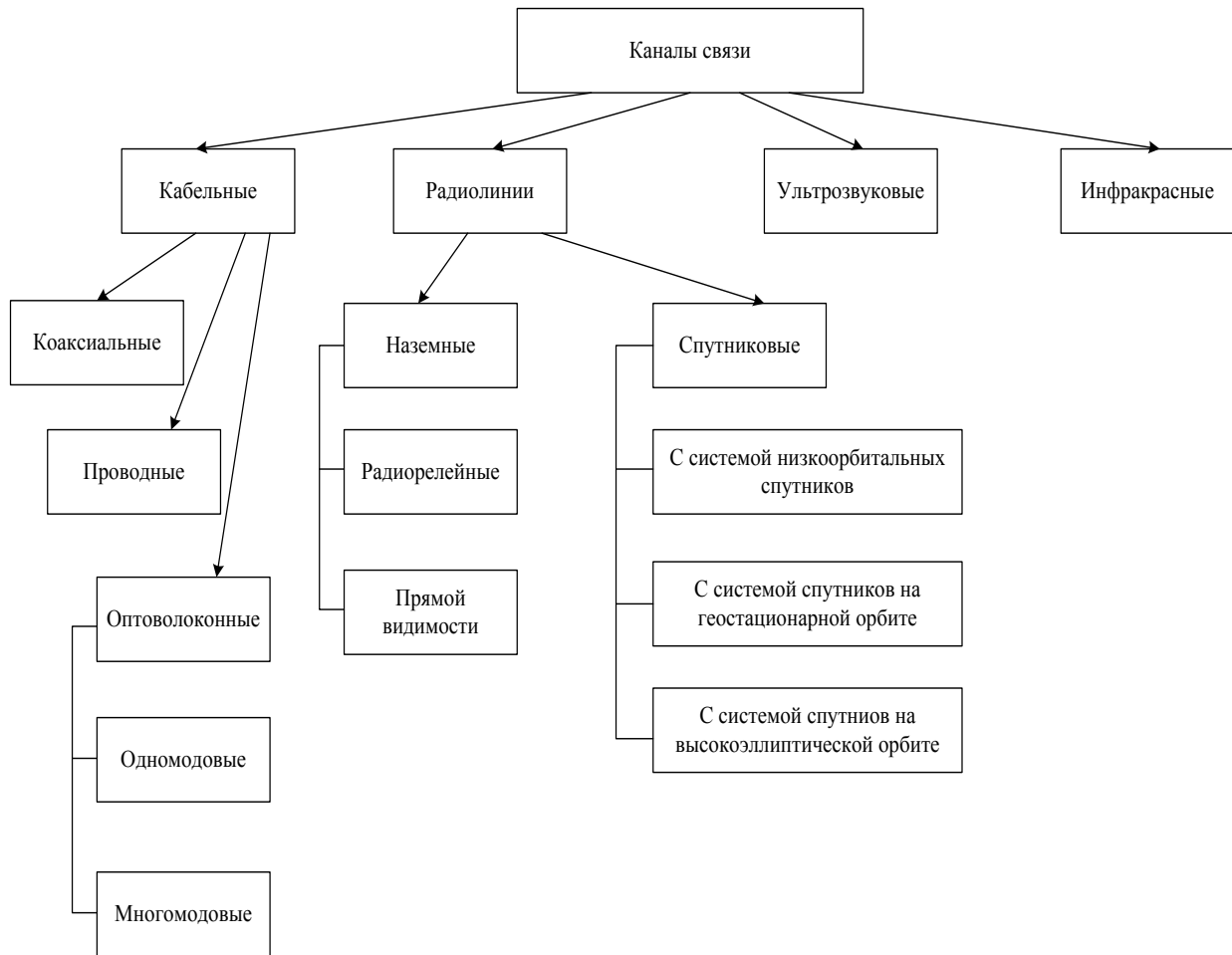


Рисунок 3 – Классификация каналов связи

Проводные каналы связи представляют собой, в основном, витые пары или коаксиальные кабели, дающие электромагнитный канал, обеспечивающий прохождение относительно умеренной полосы частот. Сигналы, передаваемые по таким каналам, искажаются по амплитуде, фазе, за счет наложения аддитивного шума. Кроме того они подвержены интерференции рядом расположенных проводников [1].

Волоконно-оптические каналы имеют полосу частот на порядок выше, чем для коаксиальных каналов, при этом данные каналы не подвержены интерференции. Источниками шума в оптических каналах связи являются фотодиоды и электронные усилители. Уровень искажений в таких каналах на порядки меньше, чем в проводных каналах.

В системах беспроводной связи сигналы распространяются в атмосфере, безвоздушном пространстве, воде. В зависимости от типа распространения волны на передаваемую информацию воздействуют комбинации различных типов помех, например, атмосферные явления, замирания, тепловой шум, ослабление сигналов [22].

Беспроводные каналы связи являются слабо защищенными от влияния помех, но обеспечивают пользователю максимальную мобильность и оперативность связи. В вычислительных сетях беспроводные каналы связи используются чаще всего там, где применение традиционных проводных технологий затруднено или просто невозможно.

1.2 Основные математические модели каналов связи

На практике при построении систем связи реальный канал заменяют его моделью. В цифровых системах связи на вход канала подаются некие дискретные кодовые символы, а с выхода снимаются символы*. В реальных линиях связи канал всегда ведет себя как непрерывный, но при известных характеристиках непрерывного канала, наряду с характеристиками модулятора и демодулятора, однозначно определяются параметры дискретного канала. Для дискретного канала определяются входные и выходные кодовые символы, их количество пропускаемых в единицу времени и значения вероятностей переходов входных кодовых символов в выходные. Когда параметры канала остаются постоянными и действующие в канале помехи представляет стационарный процесс, тогда его дискретным отображением является канал без памяти. Если эти условия не выполняются, то считается, что канал обладает памятью[23].

Математическая модель канала должна обеспечивать возможность нахождения основных характеристик потока ошибок, знание которых применяются при разработке и оценке различных методов повышения достоверности передачи дискретной информации.

Наиболее простой является модель двоичного стационарного симметричного канала (ДСК) без памяти. В этом канале ошибки возникают независимо друг от друга, а ее вероятность при передаче любого символа одинакова и не меняется во времени [27].

При моделировании каналов связи в основном используется ДСК из-за простоты модели и полноты исследований относительно помехоустойчивых кодов. ДСК канал является частным случаем большинства реальных существующих каналов связи. В выбранном канале связи искажение отдельных символов в передаваемых по нему комбинациях независимы и вероятности искажений символов 0 и 1 одинаковы, т.е. $p_{01} = p_{10} = p$. Процесс передачи двоичного символа до ДСК описывается при помощи двух чисел – вероятностью искажения символа p и вероятностью правильной передачи $q = 1 - p$.

Схематично ДСК представляют графом, изображенном на рисунке 4.

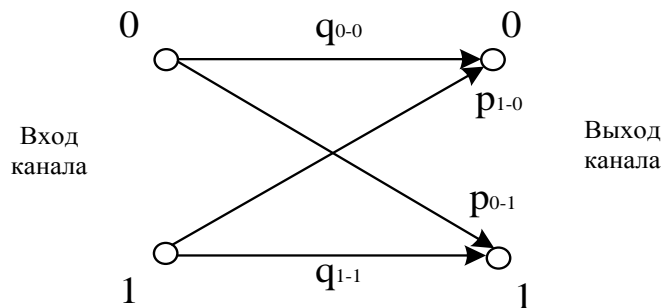


Рисунок 4 – Двоичный симметричный канал

Выход канала описывается следующим образом:

$$q_{0-0} = q_{1-1} = q;$$

$$p_{0-1} = p_{1-0} = p.$$

Если на вход ДСК пришла некая комбинация, то вероятность того, что она появилась в результате ошибки меньшей кратности, выше, чем вероятность того,

что она порождена ошибкой большей кратности. Для минимизации появления ошибки на выходе ДСК, необходимо обеспечить условие, при котором корректирующий код обеспечивал бы исправление ошибок меньшей кратности.

Приведем примеры наиболее важные и достаточно простых моделей дискретных каналов.

Симметричный канал без памяти является дискретным каналом, в котором каждый переданный кодовый символ принимается ошибочно с фиксированной вероятностью p и правильно с вероятностью $1 - p$. В случае возникновения ошибки вместо переданного символа с равной вероятностью может быть принят любой другой символ, т.е., вероятность того, что принят символ b_j , если был передан b_i , определяется как:

$$p(b_j | b_i) = \begin{cases} p_i(m-1) & \text{при } i \neq j \\ 1-p & \text{при } i = j \end{cases}.$$

Термин «без памяти» означает, что вероятность ошибочного приема символа не зависит от того, какие символы передавались до него и как они были приняты.

Вероятность любого n – мерного вектора ошибки в таком канале определяется как:

$$p(E^{[n]}) = \left[\frac{p}{(m-1)}\right]^l \cdot (1-p)^{n-l},$$

где, l – число ненулевых в векторе ошибки (вес вектора ошибки), $E^{[n]}$ – случайный вектор ошибки, зависящий от случайной последовательности из n символов на входе и выходе канала.

Вероятность того, что произошло l каких угодно ошибок, расположенных как угодно на протяжении последовательности длины n , определяется формулой Бернулли [25]:

$$p(l) = C_n^l \left(\frac{p}{m-1}\right)^l \cdot (1-p)^{n-l},$$

где, $C_n^l = \frac{n!}{l!(n-l)!}$ — биномиальный коэффициент, равный числу различных сочетаний l ошибок в блоке n . Эту модель иногда называют биномиальным каналом. Она удовлетворительно описывает канал, возникающий при определенном выборе модема, если в непрерывном канале отсутствуют замирания или аддитивный белый шум.

Симметричный канал без памяти со стиранием отличается от предыдущего дискретного канала только тем, что алфавит на выходе канала содержит дополнительный $(m+1)$ символ, на рисунке 5 обозначен как «?».

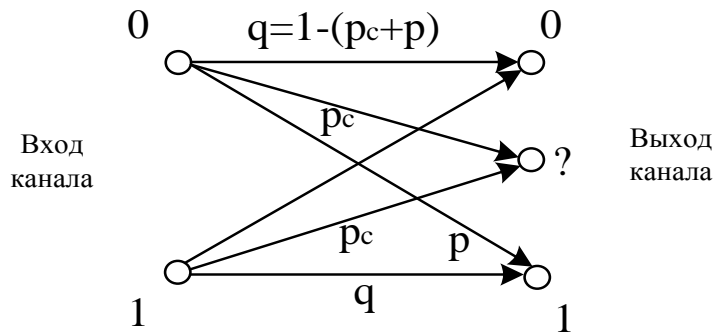


Рисунок 5 – Двоичный симметричный канал со стиранием

Этот символ появляется, когда демодулятор не может точно распознать переданный символ. Вероятность такого отказа от решения или стирания символа p_c в данной модели остается постоянной и не зависит от передаваемого символа. За счет введения стирания удастся значительно снизить вероятность ошибки, а иногда даже свести к нулю [27].

Несимметричный канал без памяти характеризуется тем, что ошибки возникают в нем независимо друг от друга, а вероятности возникновения ошибки зависят от того, какой символ передается. Например, в двоичном несимметричном

канале вероятность $p(1/0)$ приема символа «1» при передаче «0» не равна вероятности $p(0/1)$ приема «0» при передаче «1». На рисунке б приведена модель такого канала.

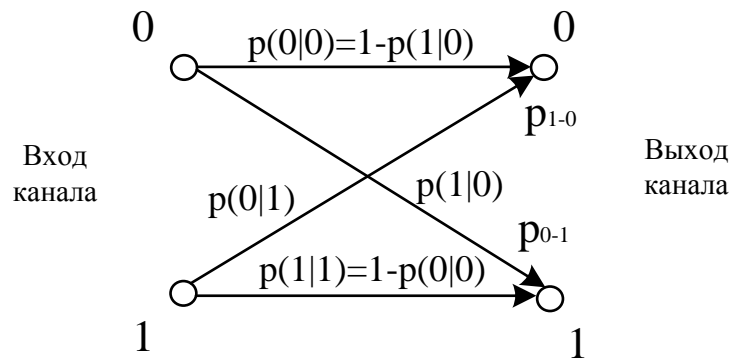


Рисунок 6 – Двоичный несимметричный канал

В представленной выше модели, вероятность вектора ошибки зависит от того, какая последовательность передается.

Марковский канал это простейшая модель дискретного канала с памятью. В нем вероятность ошибки образует простую цепь Маркова, т.е. зависит только от правильного или ошибочного принятия предыдущего символа, но не зависит от передачи текущего символа [10]. Например, если в непрерывном канале с гауссовским шумом используется относительная фазовая модуляция, то применим данный канал.

Канал с аддитивным дискретным шумом представляет собой обобщение моделей симметричных каналов. В такой модели вероятность вектора ошибки $E^{[n]}$ не зависит от текущей передаваемой последовательности. Вероятность, каждого вектора ошибки считается заданной и не определяется весом. Во многих каналах из двух векторов с равным весом более вероятным оказывается такой, в котором единицы располагаются близко друг к другу, то есть наблюдается тенденция к группированию ошибок.

Частным случаем канала с аддитивным дискретным шумом является канал с переменным параметром (КПП). В такой модели канала, вероятность ошибки для каждого символа является функцией некоторого параметра $\mu(t)$, представляющего случайную дискретную или непрерывную последовательность, с известными распределениями вероятностей, в частности с известной корреляционной функцией.

Параметр μ может быть скалярным или векторным. Можно сказать, что μ определяет состояние канала. Такая модель имеет много разновидностей. Одной из них является модель Гильберта, в которой μ принимает лишь два значения – μ_1 и μ_2 , а вероятность ошибки при $\mu=\mu_1$ равна нулю, а при $\mu=\mu_2$ равна 0,5. Заданы вероятности переходов из состояния μ_1 в μ_2 и наоборот. В таком канале все ошибки происходят при $\mu=\mu_2$ и поэтому очень тесно группируются. Существуют и более сложные модели канала с переменным параметром, например, модель Попова-Турина. Память в КПП определяется интервалом корреляции параметра μ .

Канал с межсимвольной интерференцией и аддитивным шумом. Вероятность ошибки в таком канале зависит от передаваемых символов, как и в модели несимметричного канала без памяти, но не только от того символа, для которого определяется вероятность ошибки, а от символов, которые передавались до него.

1.3 Методы помехоустойчивого кодирования

В настоящее время известно большое количество корректирующих кодов с высокими информационными скоростями. Однако их применение ограничено сложностью реализации оптимальных декодеров, обеспечивающих минимум вероятности ошибок декодирования [24].

На рисунке 7 приведены типы кодов, различающиеся по особенностям структуры, функциональному назначению, физическим свойствам кода как сигнала.

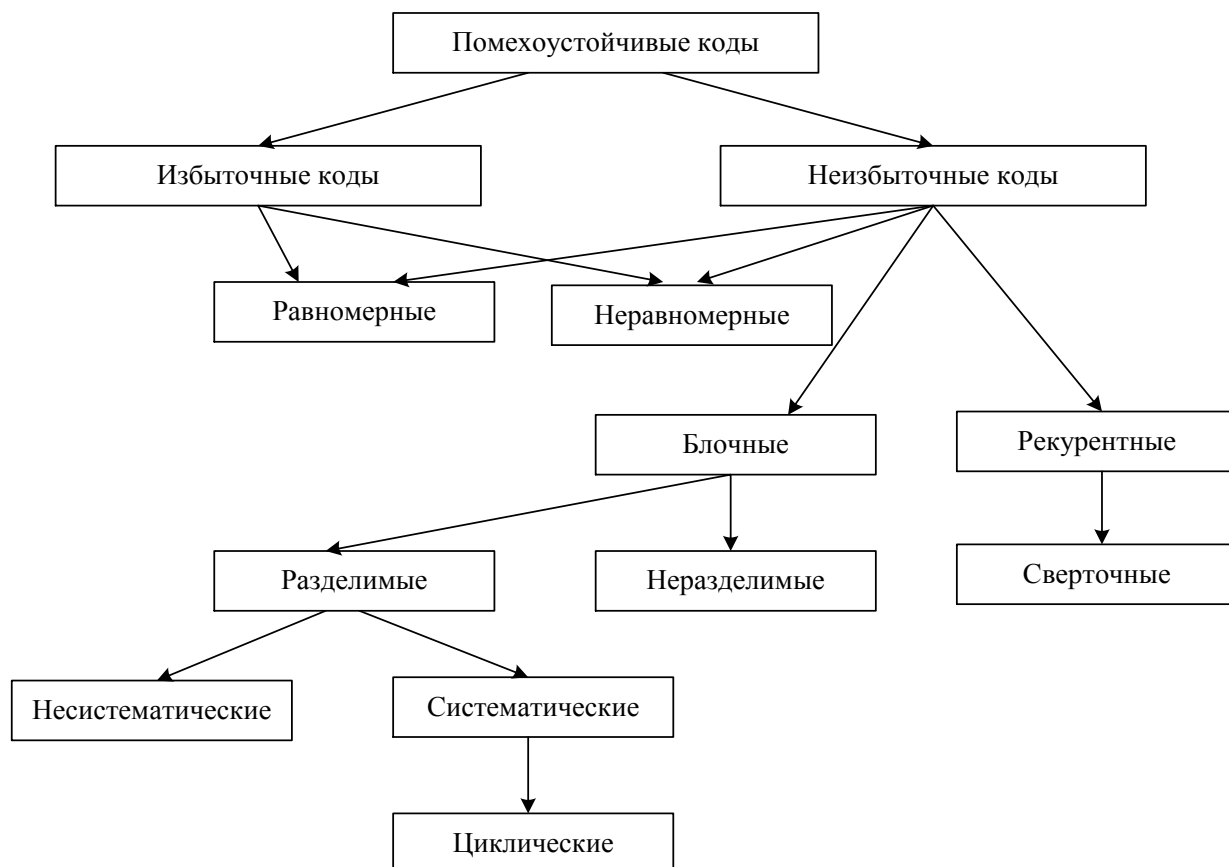


Рисунок 7 – Классификация помехоустойчивых кодов

На сегодняшний день существует большое количество помехоустойчивых кодов, систематизация и классификация которых из-за их многочисленных признаков являются довольно затруднительными. Поэтому в основу классификации заложены структурные характеристики кодов [3].

Корректирующие коды можно разделить на две отдельные группы. К первой группе помехоустойчивых кодов относятся коды, использующие все возможные комбинации, то есть избыточные коды, так же их ещё называют простыми или первичными. Ко второй группе относятся избыточные коды, использующие лишь определённую часть всех возможных комбинаций [7]. Оставшаяся часть комбинаций используется для обнаружения или исправления ошибок, возникающих при передаче сообщений. В этих кодах количество разрядов кодовых комбинаций можно условно разделить на определённое число разрядов, предназначенных для-

передачи информации – это информационные разряды, и число разрядов, предназначенных для коррекции ошибок – это проверочные разряды.

Обе группы помехоустойчивых кодов подразделяются на равномерные и неравномерные. Равномерные коды – это коды, кодовые комбинации которых имеют постоянное количество разрядов. Неравномерные коды содержат кодовые комбинации с различным числом разрядов. Неравномерные избыточные коды на практике не применяются из-за сложности их технической реализации. Классическими примерами неравномерного кода являются код Морзе, широко применяемый в телеграфии, и код Хаффмана, применяемый для компрессии информации (факсимильная связь, ЭВМ). Никаких специальных мер по исправлению и обнаружению ошибок в коде Морзе не предусматривается в связи с большой избыточностью самого передаваемого текста.

Все избыточные коды разделяют на два класса: непрерывные (рекуррентные) и блочные.

В непрерывных кодах процесс кодирования и декодирования носит непрерывный характер. Рекуррентные коды образуют последовательность символов, не разделяемую на отдельные кодовые комбинации. Формирование проверочных символов ведётся по рекуррентным правилам, поэтому второе название непрерывных кодов – рекуррентные или цепные.

В простейшем цепном коде каждый проверочный элемент формируется путём сложения по модулю два соседних или отстоящих друг от друга на определённое число позиций информационных элементов. В канал связи передаётся последовательность импульсов, в которой за каждым информационным следует проверочный. Например, подобную чередующуюся последовательность разрядов имеет корреляционный манчестерский код.

К непрерывным кодам также относятся сверточные коды, в которых каждый информационный символ, поступающий на вход кодирующего устройства, вызывает появление на его выходе ряда проверочных элементов, образованных сложением по модулю два данного символа и $k-1$ предыдущих информационных символов.

Свёрточные коды весьма эффективны в канале с белым шумом, но плохо справляются с пакетами ошибок. Более того, если декодер ошибается, на его выходе всегда возникает пакет ошибок. Рекуррентные коды позволяют исправлять групповые ошибки в каналах связи.

В блочных кодах каждому сообщению соответствует кодовая комбинация (блок) из n символов. Блоки кодируются и декодируются независимо друг от друга.

Избыточные коды, в которых определённые разряды кодовых комбинаций отводятся для информационных и проверочных символов, называются разделимыми. Разделимые блочные коды обозначаются обычно n и k – кодами, где n – количество разрядов кодовой комбинации, k – число разрядов, отводимых для информационных символов. Неразделимые коды не имеют чёткого разделения кодовой комбинации на информационные и проверочные символы, например, коды Плоткина или коды с постоянным весом [10].

Разделимые блочные коды подразделяются на систематические и несистематические. В несистематических кодах проверочные символы представляют собой суммы подблоков с L разрядами, на которые разделена последовательность информационных символов, например, коды Бергера или код с контрольным суммированием – итеративный код. В таком коде проверочные разряды формируются в результате суммирования значений разрядов, как в данной кодовой комбинации, так и одноимённых разрядов в ряде соседних с ней комбинаций, образующих совместный блок. Кодовое расстояние между словами a и b определяется как число несовпадающих символов в этих словах.

Итеративные коды позволяют получить мощные коды, то есть коды с длинными блоками и большим кодовым расстоянием при относительно простой процедуре декодирования. Также, они могут строиться как комбинационные, посредством произведения двух или более систематических кодов.

К комбинационным кодам можно отнести антифединговые коды, предназначенные для обнаружения и исправления ошибок в каналах с замираниями сигнала.

лов. Для таких каналов с группированием ошибок применяют метод перемежения символов или декорреляции ошибок, суть которого заключается в том, что символы, входящие в одну кодовую комбинацию, передаются не непосредственно друг за другом, а перемежаются символами других кодовых комбинаций исходного систематического или любого другого кода. Если интервал между символами, входящими в одну кодовую комбинацию, сделать длиннее "памяти" (интервала корреляции) канала с замираниями, то в пределах длительности одной исходной кодовой комбинации группирования ошибок не возникнет. На приёме после обратной "расфасовки" в кодовых комбинациях можно производить декодирование с обнаружением и исправлением ошибок.

Самым большим классом разделимых блочных кодов представлены систематические коды, у которых проверочные символы определяются в результате проведения линейных операций над определёнными информационными символами. Для двоичных кодов эти операции сводятся к выбору каждого проверочного символа таким образом, чтобы его сумма по модулю два с определёнными информационными символами оставалась равной нулю.

К систематическим кодам можно отнести коды с проверкой на чётность, коды с повторением, корреляционный, инверсный, коды Хэмминга, Голея, Рида-Маллера, Макдональда, Варшамова, с малой плотностью проверок на чётность, итеративный код. Представленный ряд кодов получили широкое применение в системах передачи дискретной информации.

Разновидностью систематических кодов являются циклические коды. Код L называется циклическим, если он линейен и любой циклический сдвиг кодового слова также является кодовым словом, т.е. если $(c_0, c_1, \dots, c_{n-1})$ принадлежит L , то и $(c_{n-1}, c_0, \dots, c_{n-2})$ принадлежит L . Например, циклическим является код $L_I = (000, 110, 101, 011)$.

Кроме всех свойств систематического кода, циклические коды имеют следующее свойство: если некоторая кодовая комбинация принадлежит коду, то получающаяся путём циклической перестановки символов новая комбинация также

принадлежит данному коду. К наиболее известным циклическим кодам относятся простейшие коды, например, коды Хэмминга, Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), мажоритарные коды, коды Файра, Абрамсона, Миласа-Абрамсона, Рида-Соломона, компаундные коды.

Код Боуза-Чоудхури-Хоквингема это широкий класс циклических кодов, применяемых для защиты информации от ошибок, который отличается возможностью построения кода с заранее определёнными корректирующими свойствами, а именно, минимальным кодовым расстоянием [1, 21]. Основные параметры кода БЧХ задаются образующим полиномом, для построения которого необходимо знать требуемую длину кода n (которая не может быть произвольной) и требуемое минимальное кодовое расстояние $d \leq n$.

Проблема помехоустойчивого кодирования представляет собой обширную область теоретических и прикладных исследований. Главными задачами при этом являются следующие: отыскание кодов, эффективно исправляющих ошибки требуемого вида, нахождение методов кодирования и декодирования и простых способов их реализации. Эти задачи применимы к систематическим кодам, а коды успешно применяются в вычислительной технике, различных автоматизированных цифровых устройствах и цифровых системах передачи информации.

Шеннон показал, что с каждым каналом, связано некое число C , называемое пропускной способностью канала. Если требуемая от системы связи скорость передачи информации R (измеряемая в битах в секунду) меньше C , то используя коды, контролирующие ошибки для данного канала, можно построить такую систему связи, что вероятность ошибки на выходе будет сколь угодно мала. Этот закон выражает теорема Шеннона для канала с шумами: для канала с помехами всегда можно найти такую систему кодирования, при которой сообщения будут переданы со сколь угодно большой степенью верности, если только производительность источника не превышает пропускной способности канала.

Из теории Шеннона следует сделать важный вывод, что построение слишком хороших каналов является расточительством с экономической точки зрения-

выгоднее использовать помехоустойчивое кодирование. В работах Шеннона сказано, что мощность сигнала, шум в канале и полоса частот ограничивают лишь скорость передачи, а не ее точность, но не указано, как найти подходящие коды, и доказано только их существование.

В пятидесятые годы много усилий было затрачено на попытки построения в явном виде классов кодов, позволяющих получить сколь угодно малую вероятность ошибки, но результаты были незначительными. В следующем десятилетии решению этой задачи уделялось меньше внимания, а вместо этого сформировалось несколько основных направлений в исследованиях.

Первое направление исследований по кодированию носило вероятностный характер. Полученные ранее исследования были связаны с оценками вероятностей ошибки для лучших семейств блочковых кодов, несмотря на то, что эти лучшие коды не были еще известны. С этими исследованиями были связаны попытки понять кодирование и декодирование с вероятностной точки зрения, что привело к появлению последовательного декодирования. В последовательном декодировании вводится класс неблочковых кодов бесконечной длины, которые можно описать деревом и декодировать с помощью алгоритмов поиска по дереву. Наиболее полезными древовидными кодами являются коды с тонкой структурой, известные под названием свёрточных кодов. Эти коды можно генерировать с помощью цепей линейных регистров сдвига, выполняющих операцию свертки информационной последовательности. В конце 50-х годов для свёрточных кодов были успешно разработаны алгоритмы последовательного декодирования. Применительно к свёрточным кодам умеренной сложности алгоритм Витерби пользуется широкой популярностью, но для более мощных свёрточных кодов он не практичен.

Другое направление носило математический характер и рассматривало блочковые коды. Впервые блочковые коды были упомянуты и применены на практике Хэммингом в 1950 г., тогда он описал класс блочковых кодов, умеющие исправлять одиночные ошибки. Коды Хэмминга были не столь эффективны, сравнивая с кодами Шеннона, которые уже в то время являлись более сильными. До конца пятиде-

сятых годов не было предложено лучшего класса помехозащищенным кодов исправляющих ошибки, но без какой-либо общей теории были найдены многие коды с малой длиной блока. Значимые изменения в теории кодирования произошли, когда Боуз, Рой-Чоудхури и Хоквингемоткрыли большой класс кодов, исправляющих кратные ошибки (коды БЧХ), а Рид и Соломон описали связанный с кодами БЧХ класс кодов для недвоичных каналов. Вновь появившиеся коды оставались среди наиболее значимых классов кодов, но общая теория блочных кодов, корректирующих ошибки, продолжала развиваться, и время от времени открывались новые коды, так например, в начале 60х появился высокоэффективный параллельный каскадный блочный систематический турбо-код. Главный принцип турбокодирования – использование двух простых параллельно работающих кодеров. При этом информационный блок кодируется дважды, причем второй раз – после предварительного случайного перемежения. При декодировании, закодированный блок можно "расщепить" на два кодовых блока. Это обстоятельство позволяет использовать два декодера, каждый из которых производит декодирование своего кодового блока [39]. Декодированная информация с выхода первого декодера используется в качестве априорной информации для второго декодера для уточнения результата декодирования. Данную операцию можно производить многократно. В этом состоит принцип турбо-декодирования. Вычислительная сложность турбо-декодера в расчете на один информационный бит не зависит от длины информационного блока и сравнима со сложностью декодера Витерби для сверточного кода [2, 8].

С появлением кодов БЧХ появились новые практические методы построения жестких и мягких реализаций кодеров и декодеров. Впервые алгоритм с участием помехозащищенного кода БЧХ был предложен Питерсоном. В дальнейшем на его основе были предложены алгоритмы Берлекэмпса и Мессе, и их реализация нашла применение цифровой техники нового поколения.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1

1. Одной из актуальных задач современных распределенных ИИС является обеспечение эффективного функционирования подсистемы передачи данных в условиях действия помех в канале связи. Для успешного решения данной задачи на первом этапе следует разработать адаптивную систему управления передачей данных, выбирающую адекватный текущему состоянию канала связи и требуемым параметрам надежности алгоритм помехоустойчивого кодирования;

2. Существующие алгоритмы адаптивного кодирования не обеспечивают заданную надежность передачи данных, либо в силу высокой избыточности, либо из-за значительных сложностей не могут быть внедрены в реальную систему, поэтому для решения поставленной задачи требуется разработка нового алгоритма адаптивного кодирования;

3. Для корректного функционирования адаптивной системы управления передачей данных необходима разработка способа быстрой оценки текущего состояния канала связи.

2 ОЦЕНКА СОСТОЯНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ

Для оценки состояния канала связи, в алгоритмах адаптивного кодирования используемого в ИИС управления передачей данных, обеспечивающего требования надежности передаваемых данных и оптимизирующего избыточность кодирования, необходимо знание текущего состояния канала связи, а именно вероятности искажения бита (при использовании модели ДСК).

2.1 Способы оценки состояния канала связи

Теоретически вероятность искажений можно вычислить следующими способами:

1) Оценка системы с помощью демодулятора. Демодулятор приемника измеряет общее значение мощности шумов и/или мощность информационных сигналов, и на основе данных измерений выносит решение о вероятности искажения символа;

2) Передача тестовых данных. По каналу связи передается тестовая последовательность известная приемнику. Приемник, сравнивая полученную последовательность с ожидаемой, получает распределение ошибок и на основе этой информации получают статистику ошибок, например, вероятности символьных, битовых ошибок, частоту потери пакетов.

Оценка с помощью демодулятора более предпочтительней, чем оценка по тестовым данным, однако, на практике проектирования систем связи приходится использовать готовые стандартизированные функциональные блоки приемников, при этом широко распространенным является применение аппаратуры для последовательных байт-ориентированных протоколов, таких как USB, RS-232, RS-485 (внешних и встроенных в микроконтроллеры трансиверов) [10].

Эффективность любого алгоритма адаптивного кодирования зависит от точности оценки канала связи, поэтому в случае использования тестовых данных

для оценки качества канала, детерминированные данные должны передаваться достаточно часто, что вносит дополнительную избыточность и занимает канал связи. Кроме того может возникнуть существенная для алгоритма кодирования проблема – в том случае, когда канал связи перегружен полезными данными, передача тестовых данных не ведется, поэтому в этот момент механизм оценки состояния канала не работает, что приводит к снижению эффективности алгоритма адаптивного кодирования.

Решением данной проблемы может быть использование для оценки состояния канала избыточности помехоустойчивого кодирования. Так как вероятность исправления всех ошибок возникших при передаче кодового блока очень высока (что обеспечивается самим алгоритмом кодирования), поэтому практически всегда известен вектор ошибок в канале связи. При этом если обнаружены неисправляемые ошибки, можно считать что реальное число произошедших ошибок на единицу больше чем исправляющая способность кода (конкретным местоположением ошибок в переданном блоке можно пренебречь). Таким образом, известно приблизительное количество ошибок возникших при передаче полезных данных, то есть известна статистика декодирования, поэтому от передачи тестовых данных можно отказаться в случае, когда на начальном этапе работы выбранный код соответствует начальному состоянию канала, а также не происходит резких и быстрых изменений состояний канала. В связи с вышесказанным можно выбрать устройство оценки аналогичное устройству оценки по тестовым данным, а затем применить его на оценку по статистике декодирования.

Для эффективного использования алгоритма адаптивного кодирования необходимо точно отслеживать изменение состояния канала связи, при этом общую точность оценки целесообразно выразить через статическую и динамическую точность.

Статическая точность определяет разброс оценки относительно ее истинного значения после того как состояние канала установилось и не изменяется, а динамическая точность – время оценки необходимое для получения оценки с задан-

ной статической точностью. Статическая точность будет достигаться при относительно долгом сборе статистики искажений в канале связи, а динамическая – при непрерывной обработке собранной статистике.

Диагностирование канала связи необходимо для оперативного управления параметрами приемо-передающей аппаратуры с целью повышения эффективности передачи данных, обеспечения необходимого уровня помехозащищенности, контроля исправности связного оборудования и прочее [13]. Принято различать задачу текущего контроля состояния и задачу прогнозирования. Как правило, текущий контроль предназначен для улучшения условий приема сигнала, а прогнозирование направлено на изменение в системе передачи дискретных сообщений и обеспечивает требуемые качественные показатели системы после принятия решения. На сегодняшний день разработано множество различных способов диагностирования [4, 5] .

Методы контроля состояний канала ПДС различаются, прежде всего, используемыми критериями оценки состояния канала связи. Такими критериями можно считать коэффициент ошибок на элемент, вид импульсной характеристики и так далее. В первом случае целесообразно говорить об оценке качества дискретного канала, понимая под этим оценку степени пригодности канала для передачи последовательности дискретного сообщения. Для того чтобы определить коэффициент ошибок обычно используют прямой или косвенный методы [27]. Прямой метод предполагает определение коэффициентов ошибок путем подсчета числа ошибочных элементов в заранее известной последовательности элементов, на определенном интервале времени:

$$K_{\text{ош}} = n_{\text{ош}}/N,$$

где $n_{\text{ош}}$ – количество ошибочных элементов на интервале анализа;

N – число элементов, переданных за время анализа.

Полученный коэффициент ошибок будет являться оценкой вероятности ошибки в канале связи.

Косвенный метод оценки качества канала основывается на использовании связи между ошибками и искажениями формы сигнала, и предполагает подсчет числа искаженных сигналов с последующим определением оценки вероятности ошибки. Независимо от того, какой метод применяется, задача сводится получить за возможно короткое время оценку вероятности ошибки. Можно предположить, что лучшим из двух предложенных методов оценки качества информационного канала связи будет тот, который при заданном объеме выборки (интервале анализа) будет давать меньшее значение дисперсии оценки.

При прямом методе по дискретному каналу требуется передавать заранее известную последовательность, называемую тестом. Косвенный метод не требует передачи по каналу тестовой последовательности, то есть является бестестовым. Применение последнего метода оценки качества каналов более предпочтительно, так как при этом качество канала оценивается в процессе работы и по рабочим сигналам [27].

В простейшей системе передачи дискретных сообщений, символы от источника сообщения поступают в виде кодовых комбинаций, которые состоят из единичных элементов. Кодовая комбинация характеризуется основанием кода и числом посылок, составляющих длину кода n , отображающий передаваемый символ алфавита. Основание кода показывает возможное число различных значащих позиций поступающего от источника сигнала сообщения.

Сообщение, поступающее от источника, чаще всего, содержит избыточность. Это объясняется тем, что символы сообщения, могут быть статистически связаны, что позволяет часть сообщения не передавать, восстанавливая его на приеме по известной статистической связи. Избыточность в принимаемом сообщении позволяет исправить часть искаженных слов. Однако при этом избыточность приводит к тому, что за заданный промежуток времени будет передано меньшее количество информации, и менее эффективно будет использоваться ка-

нал ПДС. Для устранения избыточности в канале связи используется оптимальное кодирование сообщений.

Для повышения надежности передаваемого сообщения по каналу связи используется избыточное кодирование, что позволяет уже на этапе приема обнаруживать и исправлять ошибки. В процессе кодирования, осуществляемого кодером канала, в исходную кодовую комбинацию вносится избыточность. На стороне приемника декодер канала выполняет обратное преобразование, в результате чего формируется исходная комбинация кода.

Для согласования кодера и декодера с непрерывным каналом связи, используются устройства преобразования сигналов, которые расположены на приеме и передаче (модулятор и демодулятор соответственно). Совместно с каналом связи устройства преобразования сигналов образуют дискретный канал, то есть канал, предназначенный для передачи цифровых сигналов данных.

На практике наиболее часто применяются составные или каскадные помехоустойчивые коды. В таких кодовых конструкциях множество символов кодового слова может быть разбито на различные подмножества, сформированные на основе более коротких кодов, допускающих простые в реализации процедуры декодирования.

Если считать что, состояние ДСК постоянно на некотором интервале времени, то при анализе переданных тестовых данных процесс возникновения искажений можно представить двоичным процессом Бернулли X с математическим ожиданием m_X равным P , поэтому устройство оценки состояния канала должно выполнять оценку математического ожидания случайного процесса.

Источник Бернулли рассмотрим как генератор независимой дискретной квантованной случайной величины принимающей значения «1» и «0», с вероятностью ошибки $p_1(n) = p$ и вероятностью правильного решения $p_0(n) = 1 - p$ на шаге n работы генератора.

На интервале постоянства вероятности ошибки процесс Бернулли можно считать эргодичным с статистически независимыми выборками. Для такого процесса:

- математическое ожидание:

$$m_X = E(X) = \sum_{i=0}^1 X_i p_i = p_i = p,$$

- средняя мощность процесса:

$$M_X = E(X^2) = E(X) = m_X,$$

- квадрат среднеквадратичного отклонения:

$$\sigma_X^2 = M_X - m_X^2 = m_X(1 - m_X),$$

- автокорреляционная функция:

$$r_X(n) = \begin{cases} M_X, & n = 0, \\ m_X^2, & n \neq 0 \end{cases}$$

- спектральная плотность мощности:

$$P_X(f) = F(r_X(n)) = \sigma_X^2 \cdot T_X + m_X^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{n}{T_X}).$$

Математическое ожидание выходного процесса (оценки) равно математическому ожиданию входного, а точность оценки зависит как от дисперсии оцениваемого процесса, зависящая от вероятности искажения бита, так и от импульсной характеристики применяемого фильтра.

Для оценки состояния канала связи можно использовать любой цифровой фильтр низких частот, реализация которого не связана с техническими сложностями. Наименьшую сложность реализации имеют цифровые ФНЧ «скользящее» и «экспоненциальное среднее».

Достоинством является отсутствие зависимости объема требуемой памяти от точности и истинного значения оцениваемой величины, а недостатком является бесконечность импульсной характеристики, поэтому все искажения с момента включения фильтра влияют на текущую оценку, что может вызвать смещение оценки.

2.2 Разработка и исследование имитационных моделей передачи данных с оценкой состояния канала связи

Одной из важных задач, стоящих перед системой адаптивного управления каналом передачи данных является оценка текущего качества канала, причем от корректности полученной оценки зависит эффективность использования канала связи, в частности, выбор мощности применяемого помехоустойчивого кода, выбор оптимальных параметров передаваемых кадров данных и тому подобное [19]. В общем случае методы оценки состояния канала связи можно условно разделить на параметрические и непараметрические. Первая группа методов используется в том случае, когда известна статистическая связь между ошибками и принятым сигналом, а вторая – при отсутствии таких сведений. К параметрическим можно отнести, например, пороговый и статистический методы, наиболее хорошо исследованные для каналов с нормальным распределением ошибок [28], а основным непараметрическим методом является анализ результатов декодирования кода, обнаруживающего ошибки [23, 10, 29]. Следует отметить, что непараметрические методы получают широкое распространение, как правило, в силу отсутствия или значительной сложности корректной математической модели используемого ка-

нала связи, что ограничивает возможность использования методов первой группы [18].

Важной задачей любого метода контроля состояния канала передачи дискретных сообщений является выбор критерия оценки состояния канала связи. В первую очередь для работы с дискретным каналом, целесообразно произвести его оценку качества, понимая под этим оценку степени пригодности канала для передачи последовательности дискретного сообщения, то есть следует определить коэффициент ошибок известными методами.

Первичные исследования способов оценки качества принято проводить с помощью математического моделирования, что позволяет выбрать субоптимальные параметры исследуемого способа, уточняемые в процессе дальнейших исследований. В настоящее время известны несколько простых моделей каналов связей, наиболее часто используемых для моделирования. Наиболее простой моделью канала передачи данных можно считать двоичный симметричный канал, представляющий собой дискретный канал без памяти, имеющий симметричные вероятности перехода и двоичный алфавит для входа и выхода [27]. В основе ДСК лежит жесткая схема принятия решений, то есть каждый символ алфавитана входе демодулятора ДСК содержит только одно из двух возможных значений. Важно отметить, что для ДСК легко вычисляется вероятность получения любой последовательности символов на выходе при заданной входной последовательности.

При реализации модели канала связи важной задачей является генерация ошибок, возникающих в непрерывном канале связи. Здесь следует отметить, что случайный процесс возникновения ошибок в дискретном канале считается полностью описанным, если для входной a_i и выходной a_j последовательностей заданы алфавиты A_i и A_j соответственно, а также заданы переходные вероятности вида $p(a_j/a_i)$, то есть условные вероятности приема последовательности a_j при условии, что передана последовательность символов a_i . При этом число заданных переходных вероятностей растет, с увеличением длины входных и выходных последова-

тельностью. Так, если используется двоичный код, а входной и выходной алфавиты равны, то при длине последовательности *любое* число задаваемых переходных вероятностей будет равно 2^{2^n} .

В упрощенном виде ДСК можно представить как канал с подключенным источником ошибок, как это показано на рисунке 8. В этом случае источник ошибок выдает случайную битовую последовательность $(..., e_{i-1}, e_i, e_{i+1}, ...)$, причем в ДСК каждый элемент последовательности e складывается с соответствующим элементом передаваемой последовательности символов $\{a_i\}$ по модулю два. Таким образом, единичный элемент последовательности ошибок $\{e\}$ изменяет передаваемый символ на противоположный, то есть в принятой последовательности $\{a_j\}$ появится ошибка. Удобство такой схемы заключается, в частности, в простоте реализации, а также в обеспечении простой смены типа источника шума, что позволит моделировать каналы передачи данных различного типа. Следует учитывать при этом очевидное ограничение такого подхода, заключающегося в его нацеленности на бинарный алфавит сообщений. Это ограничение можно снять в том случае, если символы входной последовательности можно представить в виде битовой последовательности.

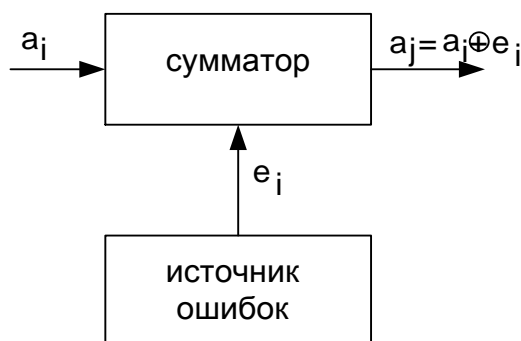


Рисунок 8— Эквивалентная схема ДСК

Еще одной широко распространенной моделью канала ПДС является модель канала с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ), при реализации которого осуществляется добавление широкополосного или белого шума с постоян-

ной спектральной плотностью и гауссовым распределением амплитуды. Модель АБГШ канала является полезной для получения общего понимания поведения исследуемой системы перед более глубокими исследованиями.

Для решения задачи оценки состояния канала связи, важным моментом является выбор типа помехоустойчивого кода. На практике наиболее часто используются составные или каскадные коды, для которых множество символов кодового слова может быть разбито на различные подмножества, сформированные на основе более коротких кодов, допускающих простые в реализации процедуры декодирования.

В данной работе исследовалась возможность применения для оценки качества канала двух наиболее распространенных кодов: кода БЧХ и турбо-кода. Турбо-коды представляют собой сравнительно новый тип кодов для исправления ошибок [11]. Разработка турбо-кодов развивается по двум направлениям: свёрточные турбо-коды, образующиеся путем параллельного соединения двух или более свёрточных кодеров, и блочные турбо-коды, образующиеся путем последовательного соединения двух или более блочных кодеров. Следует отметить, что блочные турбо-коды являются более эффективными при относительно высоких кодовых скоростях [3].

Критерием выбора параметров кода служит минимум количества кодовых блоков с малым взаимным расстоянием при максимуме среднего расстояния в противоположность весьма распространенному критерию максимума минимального расстояния между кодовыми блоками. Такой критерий обеспечивает более высокую надежность декодирования при низком отношении сигнал/шум (ОСШ), чем критерий минимума максимального расстояния. Снижение вероятности ошибки декодирования достигается увеличением длины информационного блока без увеличения вычислительной сложности алгоритма декодирования [38]. Иначе говоря, управляя длиной блока можно управлять вероятностью ошибки в канале.

Коды БЧХ до сих пор используются в технике связи, так как обеспечивают хорошую помехозащищенность и относительную простоту реализации коде-

ров/декодеров. Построение образующего полинома кода БЧХ зависит от двух основных параметров: длины кодовой комбинации и числа исправляемых ошибок. Остальные параметры, используемые для построения образующего полинома, определяются с помощью специальных таблиц и соотношений.

На рисунке 9 представлена разработанная имитационная модель канала передачи данных с использованием турбо-кода, выполненная в среде MatLABSimulink [30]. В качестве источника сигнала был использован генератор случайных двоичных чисел с распределением Бернулли, с выхода которого сгенерированная последовательность поступает на турбо-кодер, где происходит кодирование блока двоичного входного сигнала с использованием параллельно-каскадной схемы кодирования. Приведенная схема кодирования использует два идентичных сверточных кодера и один внутренний восстановитель исходной кодовой комбинации.

Для сопряжения кодера с каналом связи необходимо преобразовать полученный с турбо-кодера сигнал с помощью преобразователя сигнала, который преобразовывает однополярный входной сигнал в биполярный выходной сигнал. После преобразования с помощью блока «AWGN» в сигнал вводится помеха в виде аддитивного белого гауссова шума. Следует отметить, что блок «AWGN» наследует собственное время выборки от входного сигнала.

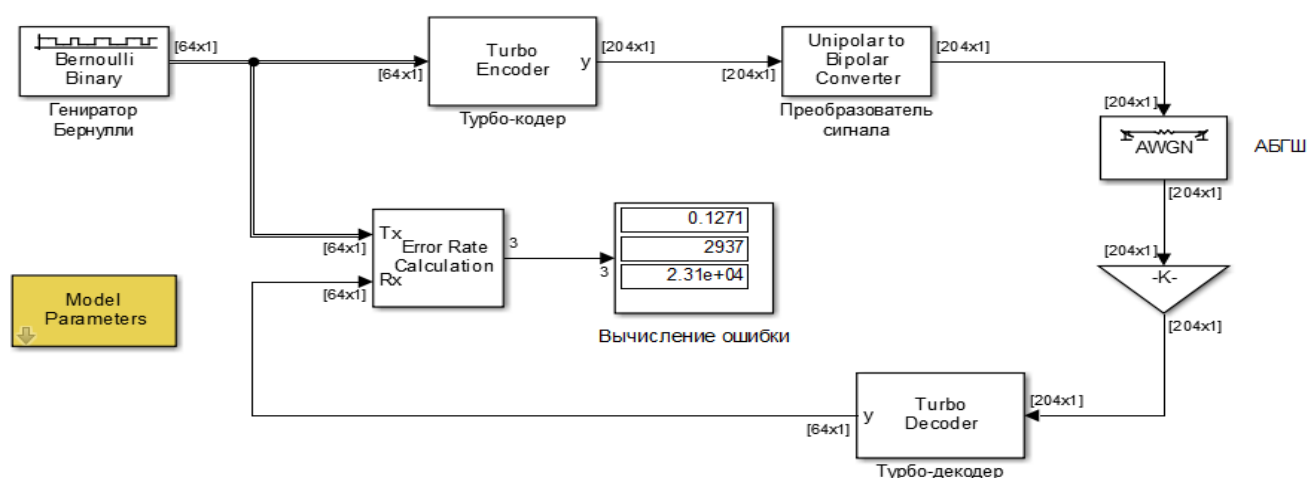


Рисунок 9 –Имитационная модель канала связи с турбо-кодированием

После коррекции амплитуды сигнала усилителем, производится декодирование входного сигнала турбо-декодером. Итерационная схема декодирования основывается на апостериорной вероятности декодера, перемежителя и деперемежителя.

Блок вычисления ошибки сравнивает данные от передатчика с выходным сигналом данных от приемника, а так же вычисляет статистический коэффициент ошибок, путем деления общего числа неравных пар элементов данных, на общее количество входных элементов данных из одного источника. Данный блок служит для вычисления символьных или битовых ошибок и не учитывает величину разности входных данных элементов. В том случае, если на вход поступают битовые данные, то блок вычисляет частоты появления ошибок по битам, а если входные данные являются символами, то блок вычисляет символьные ошибки. В результате работы блока формируется вектор с тремя компонентами:

- 1) Вероятность появления ошибки;
- 2) Число ошибок;
- 3) Количество обработанных битов.

Всего для оценки возможностей турбо-кодирования и контроля канала связи были проведены четыре имитационных эксперимента, отличающихся рядом параметров. Так, для эксперимента №1, результаты которого были приняты за базовые, в блоке «CodeBlockGenerator» использовались настройки «Probabilityofazero» = 0,5 и «Initialseed» = 1234, а в блоке «AWGN» применялась настройка «Initialseed» = 100. Эксперимент №2 отличался от первого только настройкой блока «AWGN» «Initialseed», равной 200. Третий эксперимент отличался от первого параметром блока «CodeBlockGenerator» «Probabilityofazero», который принимался равным единице. В эксперименте №4 был изменен параметр блока «CodeBlockGenerator» «Initialseed», который принимался равным 123. В ходе экспериментов определялось среднее число ошибок, и оценивалась вероятность их появления. Результаты проведенного исследования приведены на рисунке 10, где номер графика соответствует номеру эксперимента.

Необходимо отметить, что эксперимент №3 был выполнен для предельного случая, когда данные представляли собой сплошной однородный блок нулевых бит. Как и предполагалось, в этом случае коэффициент ошибок принимает минимальные значения во всем рассматриваемом диапазоне отношения сигнал/шум, причем при превышении ОСШ значения пять децибел, число ошибок и, соответственно, вероятность появления ошибки становится равным нулю.

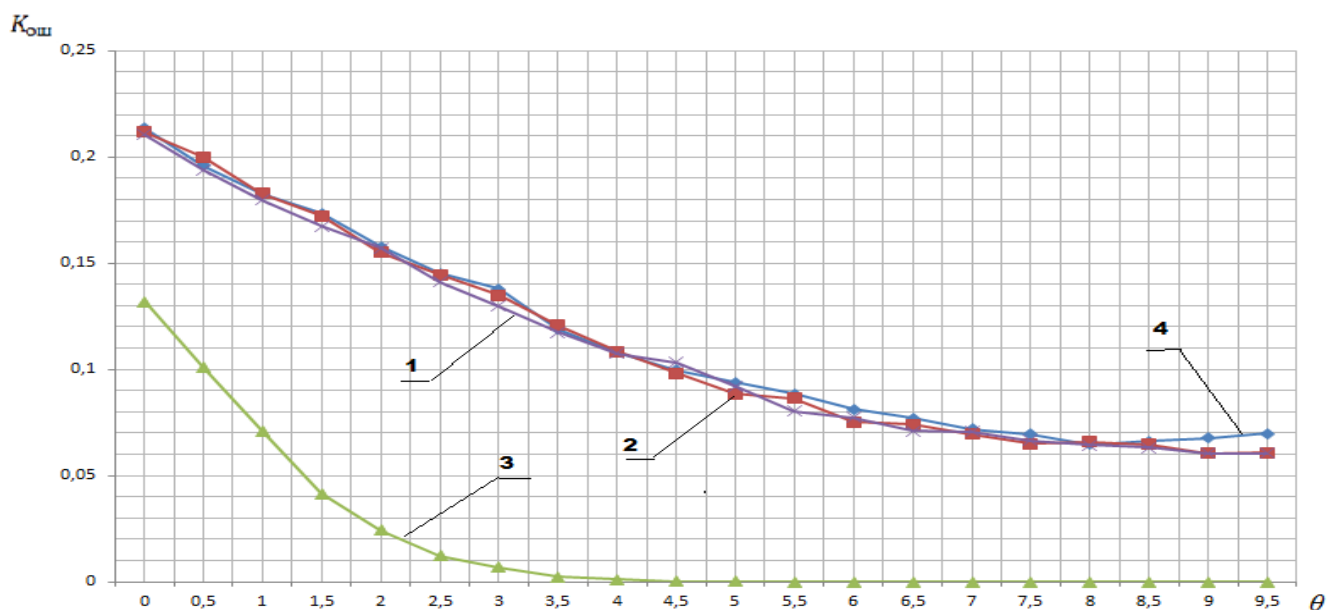


Рисунок 10 – Зависимость числа ошибок от ОСШ для канала связи с турбо-кодированием

Таким образом, учитывая результаты проведенных модельных экспериментов, можно предположить, что в качестве тестового блока для диагностики канала связи системы ПДС с турбо-кодированием следует посылать однородные битовые массивы данных и оценивать качество канала связи по соответствию оценки реального значения $K_{ош}$ и его модельной оценки.

Имитационная модель ДСК с БЧХ кодированием, выполненная в среде MatLABSimulink представлена на рисунке 11. Здесь в качестве источника сигнала использовался генератор Бернулли, с выхода которого сгенерированная последо-

вательность поступает на блок «Buffer» где происходит формирование списка отсчетов. Затем полученный список поступает на БЧХ-кодер[40].

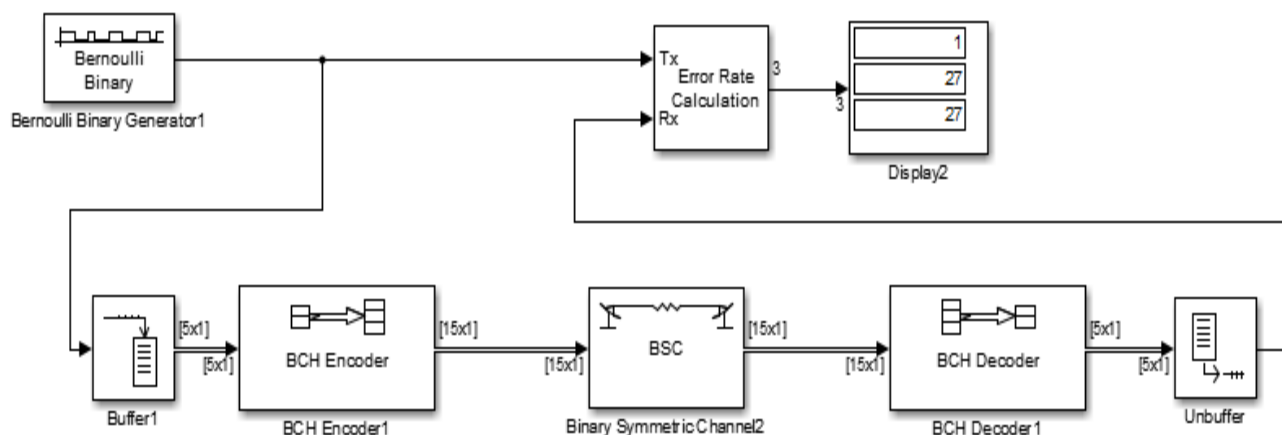


Рисунок 11 – Имитационная модель канала связи с БЧХ кодированием

Для ввода помехи в канал передачи данных используется моделирующий канал ДСК блок «BSC», в котором задается вероятность ошибки. Данный блок обрабатывает каждый элемент списка отсчётов независимо, и вносит искажение в текущем элементе сообщения с заданной вероятностью ошибки. Далее производится декодирование входного сигнала, которое реализуется с помощью блока БЧХ-декодера. Затем раскодированное сообщение поступает на блок «Unbuffer» в котором происходит процесс обратный формированию списка. Результаты передачи сообщения фиксируется блоком вычисления ошибки.

Для оценки возможностей БЧХ-кодирования для контроля в двоичном симметричном канале связи были проведены два имитационных эксперимента, отличающихся рядом параметров [32, 33]. Так, для эксперимента №1, в блоке «BernoulliBinaryGenerator» использовались настройки «Probabilityofazero» = 0,5 и «Initialseed» = 15, а в блоке BSC применялась настройка «Initialseed» = 150. Эксперимент №2 отличался от первого только настройкой блока BSC «Initialseed», равной 15. Изменения параметров в блоке «BernoulliBinaryGenerator» на выходные параметры (то есть вероятность ошибки и число ошибок) не влияет. Оценка вероятно-

сти ошибки проводилась по 27 отсчетам. В ходе экспериментов определялось среднее число ошибок, и оценивалась вероятность их появления.

Полученные в ходе модельного эксперимента данные приведены на рисунке 12, где номер графика соответствует номеру эксперимента. Обратим внимание на то, что погрешность оценки вероятности ошибки в канале для второго эксперимента заметно выше, чем для первого при значениях задаваемой модельной вероятности ошибки менее 0,3.

В таблицах 1 и 2 представлены сводные значения, полученные для двух проведенных экспериментов соответственно. Полученные данные показывают хорошее совпадение рассчитанной оценки вероятности ошибки в канале передачи данных p с заданной в блоке BSC модельной вероятностью ошибки p_{BSC} . Тем не менее, следует отметить высокую погрешность для значений p_{BSC} менее 0,45. Этот факт можно объяснить случайным характером появления ошибки в канале BSC, малым количеством опытов и отсутствием усреднения полученных результатов.

Таблица 1 – Результаты эксперимента №1

№	p_{BSC}	p	Число ошибок	№	p_{BSC}	p	Число ошибок
1	0,00	0,00	0	11	0,55	0,55	15
2	0,10	0,07	2	12	0,6	0,55	15
3	0,15	0,11	3	13	0,65	0,62	17
4	0,20	0,11	3	14	0,7	0,66	18
5	0,25	0,18	5	15	0,75	0,70	19
6	0,30	0,37	10	16	0,8	0,74	20
7	0,35	0,44	12	17	0,85	0,70	19
8	0,40	0,51	14	18	0,9	0,88	24
9	0,45	0,44	12	19	0,95	1,00	27
10	0,50	0,51	14	20	1,00	1,00	27

Таблица 2 – Результаты эксперимента №2

№	p_{BSC}	p	Число ошибок	№	p_{BSC}	p	Число ошибок
1	0,00	0,00	0	11	0,55	0,59	16
2	0,10	0,00	0	12	0,60	0,62	17
3	0,15	0,03	1	13	0,65	0,62	17
4	0,20	0,03	1	14	0,70	0,74	20
5	0,25	0,25	7	15	0,75	0,85	23
6	0,30	0,51	14	16	0,80	0,85	23
7	0,35	0,48	13	17	0,85	0,92	25
8	0,40	0,48	13	18	0,90	0,96	26
9	0,45	0,48	13	19	0,95	1,00	27
10	0,50	0,55	15	20	1,00	1,00	27

В графическом виде полученные данные приведены на рисунке 12, где номер графика соответствует номеру эксперимента. Следует отметить, что погрешность оценки вероятности ошибки в канале для второго эксперимента заметно выше, чем для первого в диапазоне задаваемой модельной вероятности ошибки от 0 до 0,3.

Таким образом, из полученных результатов следует, что минимальное число ошибок на выходе системы приходится на диапазон вероятностей ошибки BSC канала от 0,25 до 0,95, что определяет диапазон применения предлагаемого способа оценки.

Полученные для двух различных видов кодирования результаты показывают, что предпочтение следует отдать турбо-кодированию, так как при тех же объёмах выборки даёт меньшие погрешности оценки вероятности ошибок, причем зависимость «оценка-погрешность» является более гладкой [41].

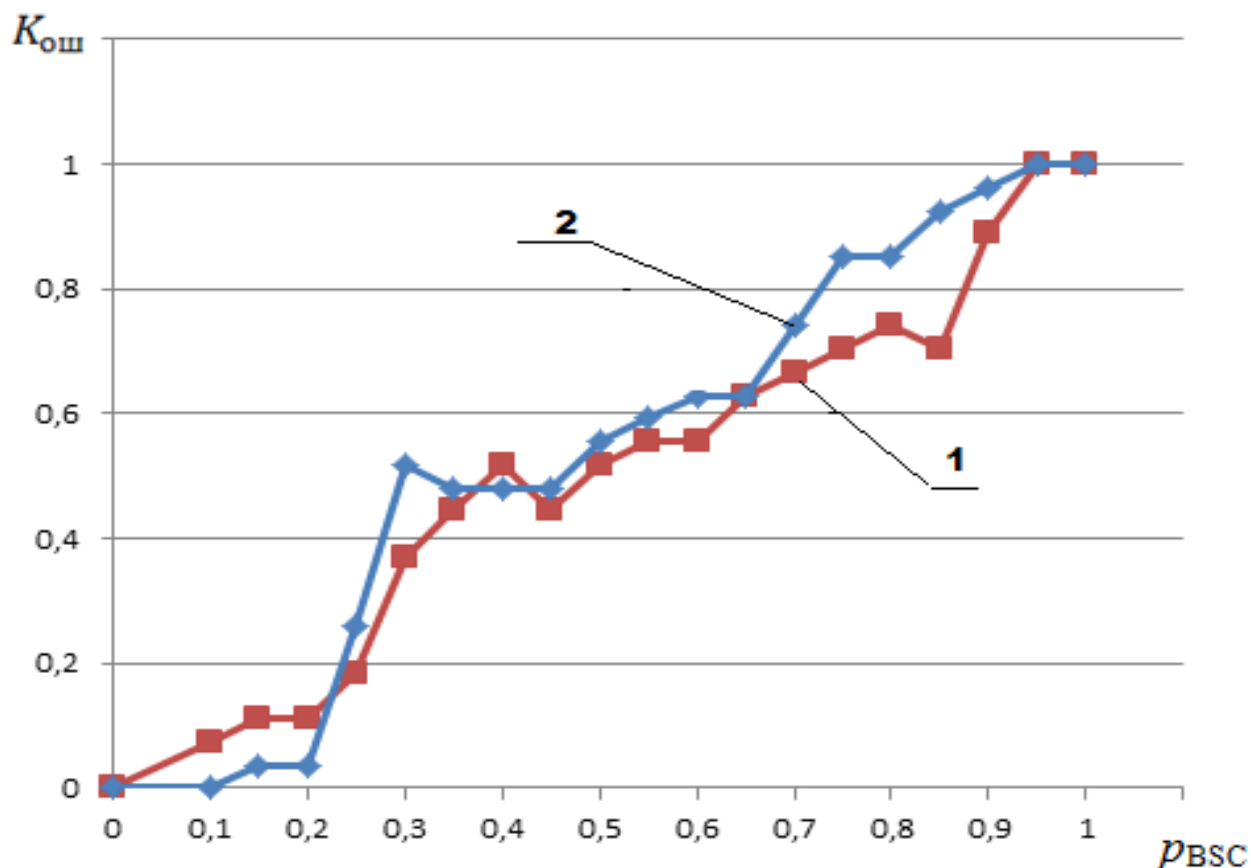


Рисунок 12 – Зависимость числа ошибок от вероятности ошибки блока BSC

Так как одним из важных параметров турбо-декодирования является число итераций декодирования, была произведена оценка влияния этого параметра на эффективность ПДС при различных отношениях сигнал/шум θ и для различных типов моделей канала связи.

На рисунке 13 представлена имитационная модель канала передачи данных с помехой в виде АБГШ и БЧХ кодированием, выполненная в среде MatLABSimulink. В качестве источника сигнала был использован генератор случайных двоичных чисел с использованием распределения Бернулли, который формирует нулевые отсчеты с вероятностью p , а единичные – с вероятностью $(1 - p)$, при этом распределение Бернулли имеет среднее значение $(1 - p)$ и дисперсию $p(1 - p)$. Далее сгенерированная последовательность поступает на блок «Buffer» где происходит формирование пакета отсчетов. Затем полученный пакет поступает на БЧХ-кодер, где происходит обнаружение и коррекция ошибок [17].

Далее производится декодирование входного сигнала, которое реализуется с помощью блока БЧХ-декодера. Затем раскодированное сообщение поступает на блок «Unbuffer» в котором происходит процесс, обратный формированию пакета отсчетов [31].

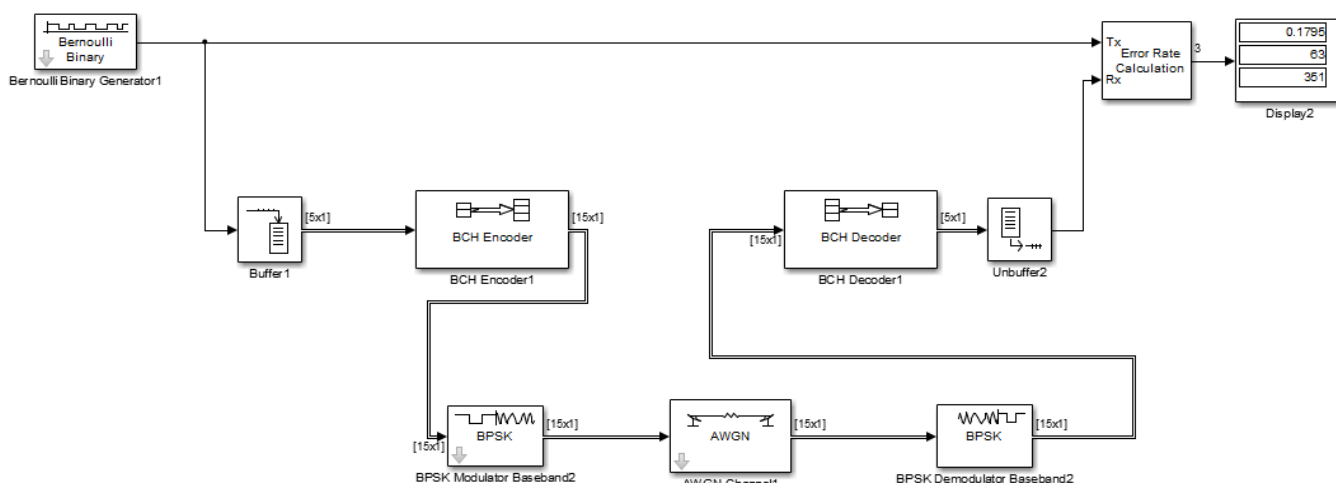


Рисунок 13 – Имитационная модель канала связи с БЧХ кодированием

Для того чтобы ввести помеху в канал, необходимо преобразовать полученный с турбо-кодера сигнал с помощью преобразователя сигнала (ПС), который преобразовывает однополярный входной сигнал в биполярный выходной сигнал. После преобразования с помощью блока AWGN в сигнал вводится помеха в виде аддитивного белого гауссова шума. Следует отметить, что блок AWGN наследует собственное время выборки от входного сигнала.

Блок вычисления ошибки сравнивает данные, поступающие от передатчика с выходным сигналом данных от приемника, а так же вычисляет статистический коэффициент ошибок, путем деления общего числа неравных пар элементов данных, на общее количество входных элементов данных из одного источника. Данный блок служит для вычисления символьных или битовых ошибок и не учитывает величину разности входных данных элементов. В том случае, если на вход поступают битовые данные, то блок вычисляет частоты появления ошибок по битам,

а если входные данные являются символами, то блок вычисляет символьные ошибки. В результате работы блока формируется вектор с тремя компонентами: вероятностью появления ошибки, числом обнаруженных ошибок и количеством обработанных битов.

Для оценки возможностей БЧХ-кодирования для контроля канала связи были проведены четыре имитационных эксперимента, отличающихся рядом параметров [32, 33]. Так, для эксперимента №1, результаты которого были приняты за базовые, в блоке «CodeBlockGenerator» использовались настройки «Probabilityofazero» = 0,5 и «Initialseed» = 15, а в блоке AWGN применялась настройка «Initialseed» = 67. Эксперимент №2 отличался от первого только настройкой блока AWGN «Initialseed», равной 670. Третий эксперимент отличался от первого параметром блока «CodeBlockGenerator» «Probabilityofazero», который принимался равным единице. В эксперименте №4 был изменен параметр блока «CodeBlockGenerator» «Initialseed», который принимался равным 150. В ходе экспериментов определялось среднее число ошибок, и оценивалась вероятность их появления в зависимости от величины отношения сигнал/шум θ .

В таблицах 3– 6 представлены сводные значения, полученные для четырех проведенных экспериментов соответственно.

Таблица 3 – Результаты эксперимента №1

№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок	№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок
1	0,00	0,37	130	11	5,00	0,28	100
2	0,50	0,37	130	12	5,50	0,27	94
3	1,00	0,35	125	13	6,00	0,26	90
4	1,50	0,36	125	14	6,50	0,23	81
5	2,00	0,35	123	15	7,00	0,20	71
6	2,50	0,34	121	16	7,50	0,19	68

Продолжение таблицы 3

№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок	№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок
7	3,00	0,32	115	17	8,00	0,18	64
8	3,50	0,32	115	18	8,50	0,15	55
9	4,00	0,31	111	19	9,00	0,13	49
10	4,50	0,29	105	20	9,50	0,12	45

Таблица 4 – Результаты эксперимента №2

№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок	№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок
1	0,00	0,40	140	11	5,00	0,34	118
2	0,50	0,409	140	12	5,50	0,30	107
3	1,00	0,39	136	13	6,00	0,30	107
4	1,50	0,38	134	14	6,50	0,29	101
5	2,00	0,38	133	15	7,00	0,27	93
6	2,50	0,38	133	16	7,50	0,25	88
7	3,00	0,35	122	17	8,00	0,25	88
8	3,50	0,33	119	18	8,50	0,23	82
9	4,00	0,34	120	19	9,00	0,22	76
10	4,50	0,34	121	20	9,50	0,18	64

Таблица 5 – Результаты эксперимента №3

№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок	№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок
1	0,00	0,47	165	11	5,00	0,39	137
2	0,50	0,47	165	12	5,50	0,36	125
3	1,00	0,47	165	13	6,00	0,34	119

Продолжение таблицы 5

№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок	№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок
4	1,50	0,47	164	14	6,50	0,35	122
5	2,00	0,46	163	15	7,00	0,34	118
6	2,50	0,45	159	16	7,50	0,31	110
7	3,00	0,42	147	17	8,00	0,27	94
8	3,50	0,42	148	18	8,50	0,22	78
9	4,00	0,40	142	19	9,00	0,22	76
10	4,50	0,39	140	20	9,50	0,20	70

Таблица 6– Результаты эксперимента №4

№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок	№	θ (dB)	Вероятность ошибки	Число ошибок
1	0,00	0,43	152	11	5,00	0,35	121
2	0,50	0,42	148	12	5,50	0,34	119
3	1,00	0,42	147	13	6,00	0,33	119
4	1,50	0,41	144	14	6,50	0,31	108
5	2,00	0,41	145	15	7,00	0,29	103
6	2,50	0,38	136	16	7,50	0,26	92
7	3,00	0,37	133	17	8,00	0,24	85
8	3,50	0,37	133	18	8,50	0,22	78
9	4,00	0,38	132	19	9,00	0,22	78
10	4,50	0,36	128	20	9,50	0,17	63

В графическом виде полученные данные приведены на рисунке 14, где номер графика соответствует номеру эксперимента.

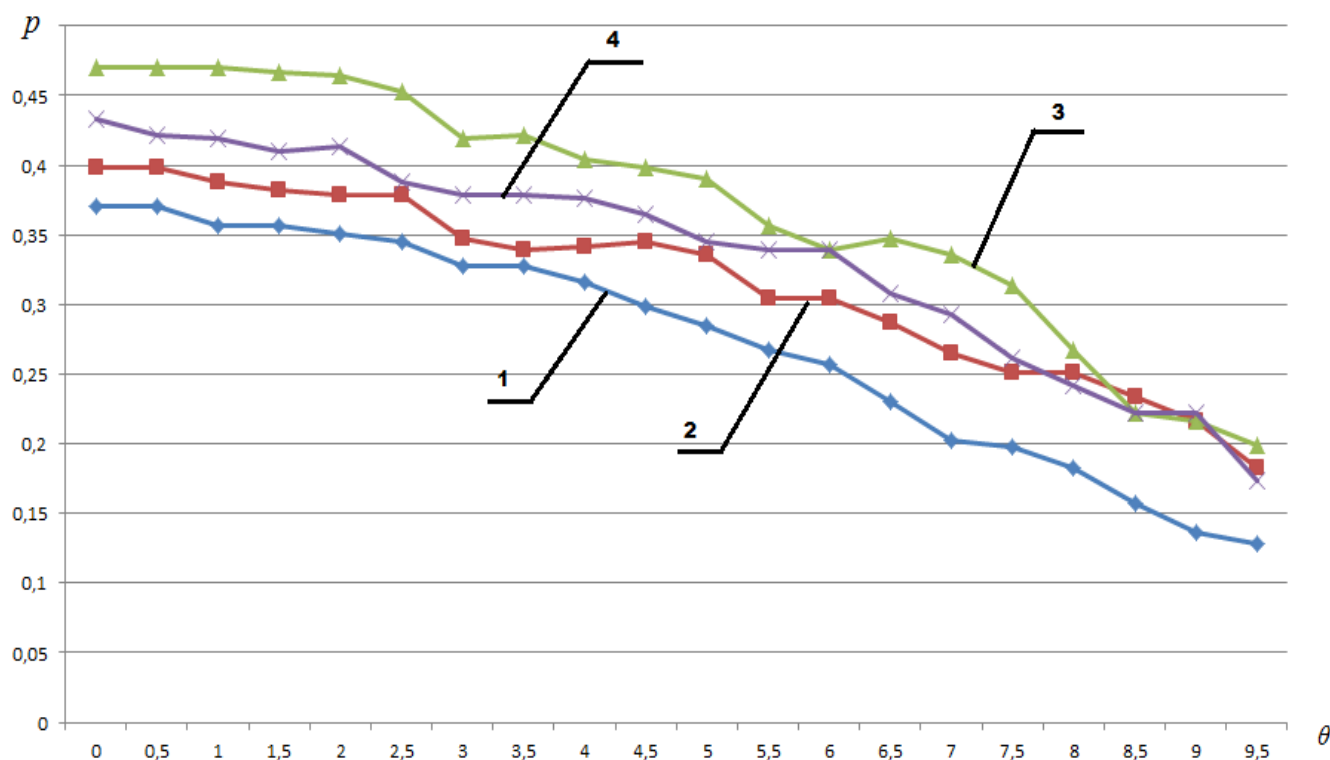


Рисунок 14 – Зависимость вероятности ошибок от отношения сигнал/шум

Анализ полученных результатов показывает, что параметр «Probabilityzero» блока «CodeBlokGenerator», существенно влияет на важный показатель надежности моделируемой системы передачи данных – вероятность возникновения ошибки в канале. Также следует отметить, что при проведении исследований важную роль играл параметр «Initialseed» в блоке AWGN. Рисунок 14 наглядно иллюстрирует о том, что эксперимент №1 показал наименьшее максимальное значение вероятности ошибки, а также более сильную зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. Интересным фактом является то, что результаты экспериментов №№4-6 при повышении отношения сигнал/шум достаточно сильно сходятся.

Также следует отметить, что при вероятности ошибки более 0,75, ОСШ уходит в область отрицательных значений, то есть уровень шума превышает уровень сигнала.

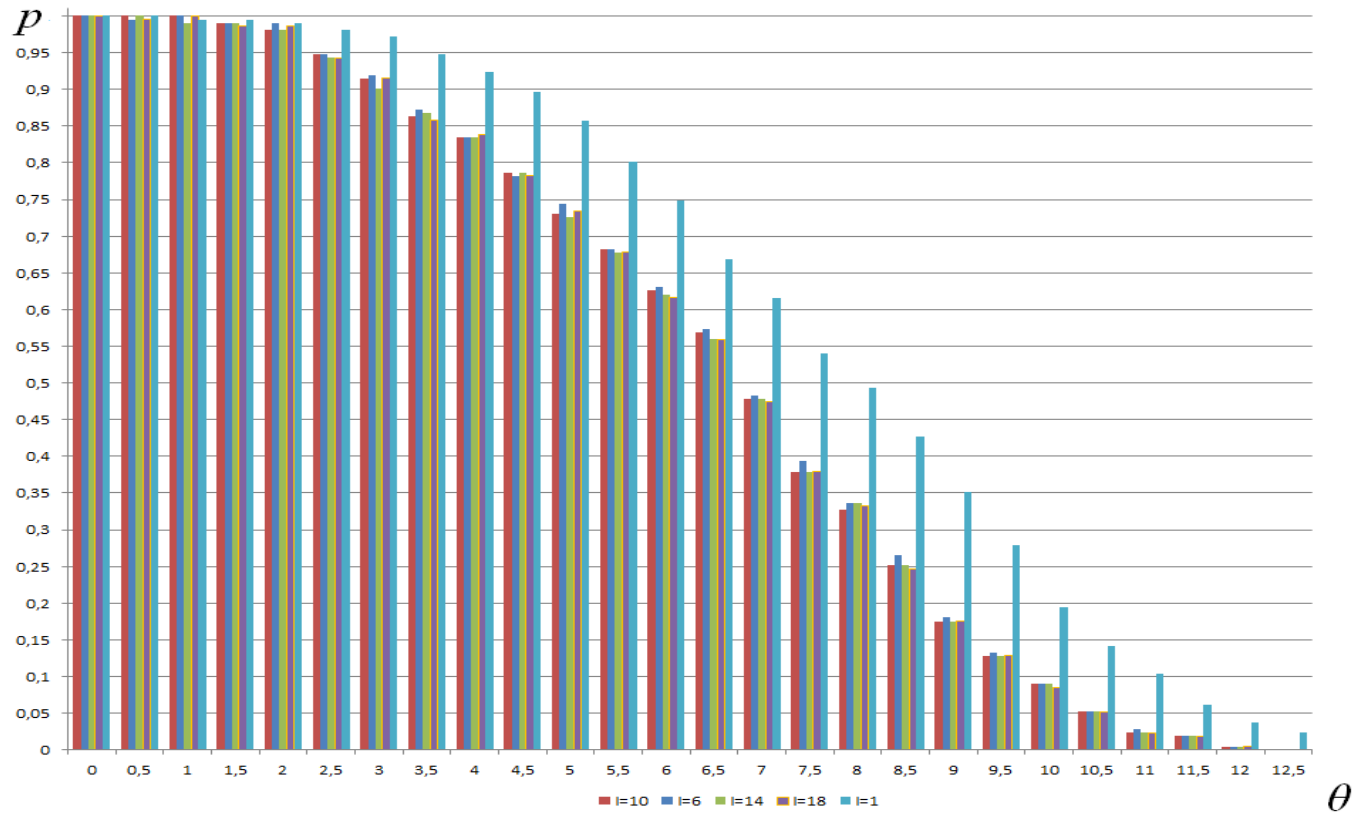
Как результат, для ДСК канала при таких условиях выделить полезный сигнал становится весьма сложно. Следовательно, для получения корректных оценок состояния моделируемого канала рассматриваемым способом следует выбирать диапазон отношения сигнал/шум не ниже 4,7 дБ с соответствующей вероятностью появления ошибки в канале не более 0,75.

Из полученных результатов также следует, что наибольшая вероятность возникновения ошибки в канале, полученная по результатам четырех экспериментов, составляет 0,46, что позволяет говорить о достаточно высокой эффективности исследуемой модели БЧХ-кодирования с использованием возмущающего воздействия в виде АБГШ [30, 31].

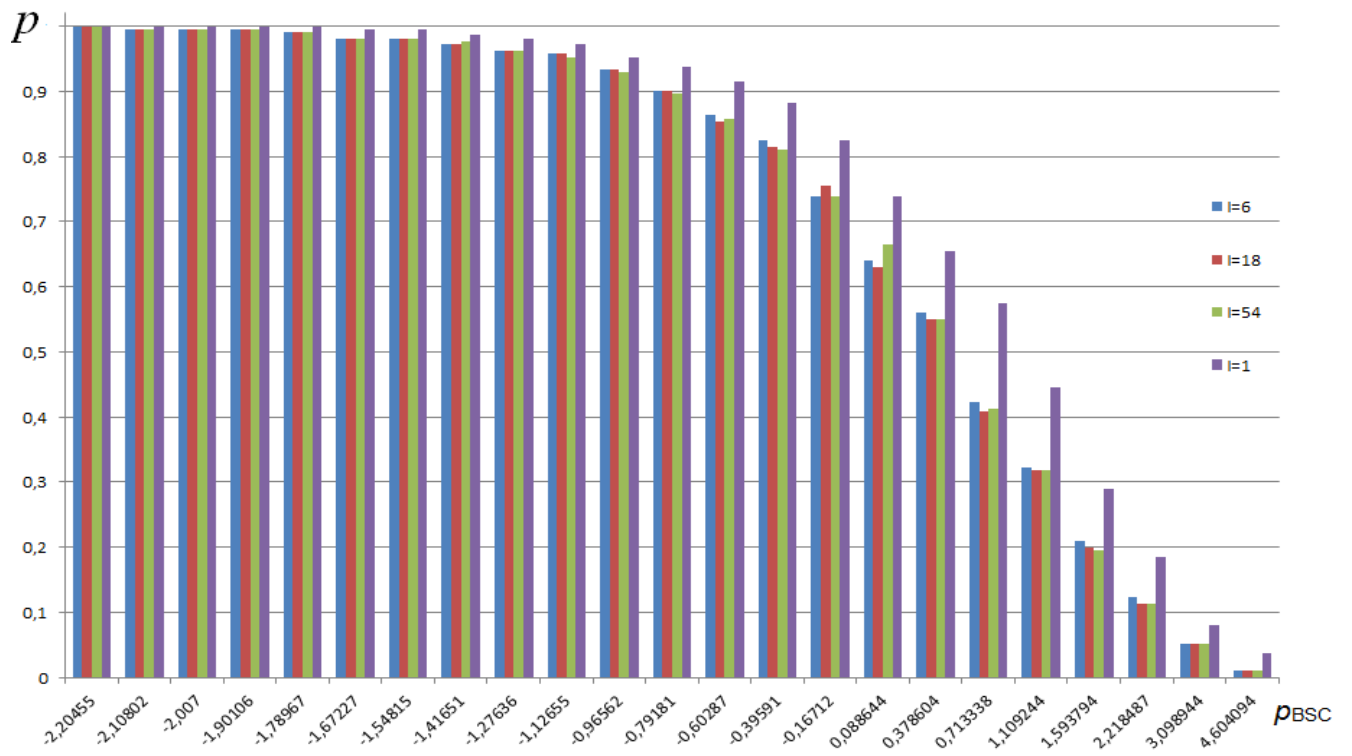
На рисунке 15, *а* приведены результаты проведенных исследований для турбо-кодирования в канале с возмущающим воздействием в виде АБГШ для пяти различных чисел итераций декодирования (1, 6, 10, 14 и 18). Числа итераций были выбраны произвольно. Из полученных данных видно, что с увеличением отношения сигнал/шум в канале уменьшается вероятность появления ошибки, причём с увеличением числа итераций процент появления ошибки также уменьшается.

На рисунке 15, *б* приведены результаты турбо-кодирования в ДСК канале для четырёх различных итераций декодирования (1, 6, 18 и 54 итерации). Из полученных данных следует, что с увеличением отношения сигнал/шум в канале уменьшается вероятность появления ошибки. С увеличением номера итерации процент появления ошибки также уменьшается.

Для наглядного представления на рисунке 16 приведены результаты турбо-кодирования для ДСК (18 итераций декодирования) и АБГШ канала (54 итерации декодирования).



a)



б)

Рисунок 15 – Результаты турбо-кодирования в АБГШ (а) и ДСК (б) каналах

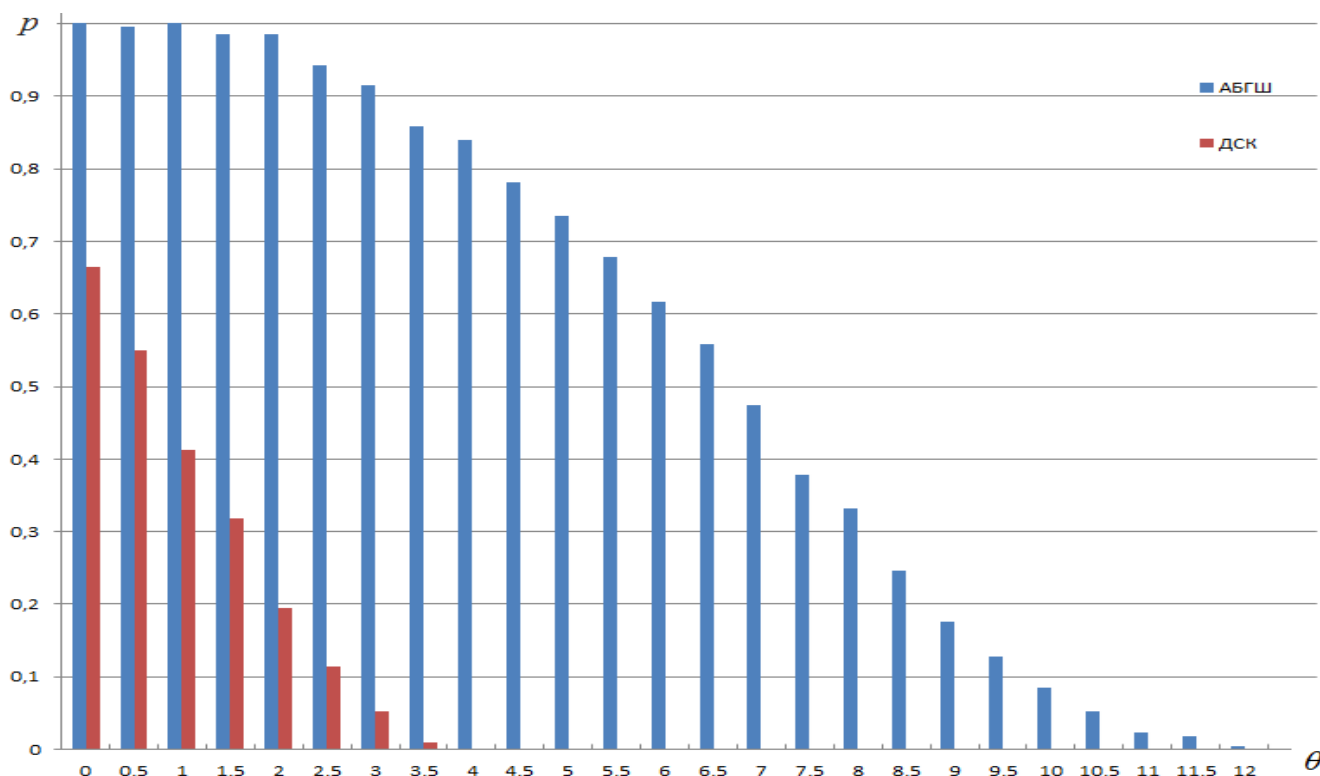


Рисунок 16 – Сравнительные результаты турбо-кодирования в АБГШ и ДСК каналах

Объем передаваемых данных основан на выборе модельного времени программы, произвольно было принятым равным трём секундам, за которые передавалось 211 бит. Полученные данные показывают, что для передачи такого объема данных по АБГШ каналу без потерь необходимо, чтобы ОСШ превысило значение 12,5 дБ, а в случае передачи по ДСК каналу ОСШ должно превысить значения 4,7 дБ.

Таким образом, основываясь на результатах проведенных, можно утверждать, что из двух рассмотренных видов помехоустойчивых кодов, модель канала с турбо-кодированием в ДСК обеспечивает наименьший процент появления ошибки в канале. Кроме того, применение турбо-кодирования в ДСК канале обеспечивает меньшие погрешности оценки вероятности ошибок, при этом зависимость «оценка-погрешность» является более гладкой в сравнении с каналов АБГШ.

Следует также отметить, что с увеличением ОСШ и числа итераций декодирования турбо-кода, вероятность появления ошибки после процедуры декоди-

рования заметно уменьшается. Ограничением рассмотренного способа является тот факт, что для получения достаточно корректных оценок состояния канала ПДС, значение ОСШ не должно быть менее пяти децибел.

Контроль целостности передаваемых данных и исправление ошибок является важнейшей задачей на многих уровнях работы с информацией, в частности, физическом, канальном, транспортном уровнях сетевой модели OSI [26]. Многообразие видов помех ведет к тому, что надежность функционирования ИИС снижается в силу искажения или потери передаваемой по каналам связи информации [22, 16].

Одна из основных задач теории и техники передачи информации состоит в поиске способов построения систем, которые сводили бы влияние внешних помех к минимуму [20]. В системах передачи данных имеют место несколько способов борьбы с помехами:

1. Коррекция ошибок. Применяется на физическом уровне;
2. Обнаружение в блоках данных и отбрасывание поврежденных блоков. Данный метод применяется в потоках мультимедиа, где важна задержка передачи информации и нет времени на повторную передачу данных;
3. Обнаружение ошибок в блоках, данных с повторной передачей поврежденных блоков. Данный способ нашел применение на канальном и транспортном уровне.

Обнаружение ошибок в каналах связи направлено на контроль целостности данных при обработке или передачи информации, для этой цели используются специальные коды обнаружения ошибок. Для коррекции ошибок в каналах связи используются помехоустойчивые коды.

Корректирующая способность кода определяется его избыточностью:

$$I = \frac{n-l}{l} = \frac{r}{l},$$

где I – коэффициент избыточности, n – длина кода, l – минимальное число разрядов.

$$l \geq \log_2 N,$$

где N – длина исходного сообщения.

Вид комбинаций кода определяет, какие комбинации ошибок будут обнаруживаться, и исправляться при одной и той же корректирующей способности [7].

Для обнаружения помехоустойчивым кодом одиночных ошибок необходимо чтоб кодовое расстояние $d \geq 2$, так как d – целое число. Для обнаружения любых ошибок в канале связи, необходимо, чтобы кодовое расстояние d удовлетворяло условию:

$$d \geq v + 1,$$

где v – число искаженных символов в кодовой комбинации, d – минимальное кодовое расстояние

Основная цель коррекции ошибок состоит в минимизации вероятности ложной кодовой комбинации на выходе. Достижение этой цели возможно только при накоплении некой базы статистики появления ошибки.

Если на вход ДСК канала пришла некая комбинация, то вероятность того, что она появилась в результате ошибки меньшей кратности, выше, чем вероятность того, что она порождена ошибкой большей кратности. Следовательно, чтоб минимизировать появление ошибки на выходе ДСК, необходимо, чтобы корректирующий код обеспечивал исправление ошибок меньшей кратности.

В ходе исследования влияния помехозащищенного турбо-кода на ДСК канал было проведено более 20 экспериментов, для каждого из которых задавалась вероятность появления ошибки в канале P_{dsc} в диапазоне от 0 (идеальный случай) до 1 (предельный случай).

На рисунке 17 отображены статистические данные, полученные в результате диагностирования ДСК канала при различных значениях вероятности ошибки в канале P_{dsc} .

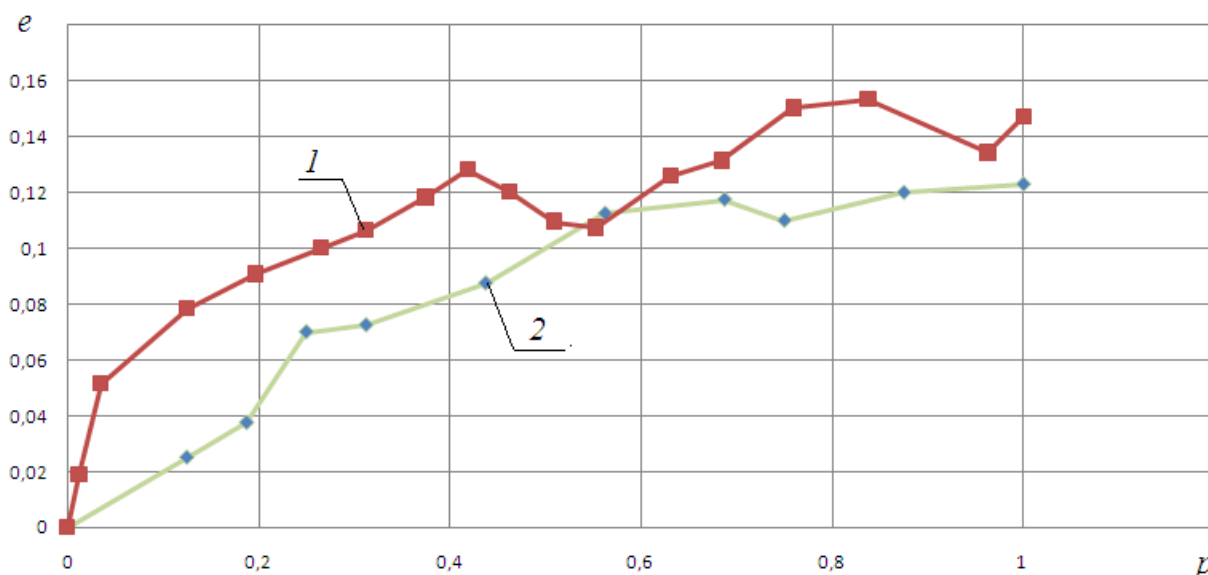


Рисунок 17 – Абсолютные погрешности оценки вероятности одиночной ошибки в ДСК с турбо и БЧХ кодами

По оси ординат отложены значения абсолютной погрешности e , находящаяся как разность $e = p - P_{ads}$. По оси абсцисс отражена вероятность искаженных бит в исходном слове, находящаяся как отношение $p = x/16$. Где x – количество ошибок в исходном слове (16 бит) на выходе системы в результате прохождения по ДСК каналу.

Цифрой 1 обозначена зависимость e от p для кода БЧХ, а цифрой 2 обозначена та же зависимость с применением турбо-кода.

Анализируя приведенные на рисунке 17 данные, можно отметить, что с возрастанием ошибки в исходном информационном слове, прямо пропорционально возрастает абсолютная погрешность в ДСК канале. Также, можно сделать вывод о том, что при одних и тех значениях вероятности появления ошибки в канале P_{dsc} , вероятность появления искаженного бита в исходном сообщении p , значительно ниже, чем в том же канале только с применением кода БЧХ. Абсолютная погреш-

ность для ДСК канала с применением турбо-кода также значительно меньше в сравнении с той же моделью канала, но с применением помехозащищенного кода БЧХ.

Для передачи информации по ДСК каналу вводится понятие вектора ошибки, а также определяется вероятность его возникновения. Так, например, пусть переданная комбинация 10101 была искажена и принята как 01110. Тогда, в результате сложения по модулю два исходной и принятой комбинаций получаем вектор ошибки 11011. Отсутствию ошибок соответствует нулевой вектор ошибки. Вероятность возникновения такого вектора равна вероятности правильного приема сообщения $P_{\text{до}}$:

$$P_{\text{до}} = P(000 \dots 0) = (1 - P_1)^n,$$

где P_1 – вероятность одиночного искажения в канале, n – длина кода.

Вероятность возникновения ошибки в i -м разряде определяется как:

$$P_1(1 - P_1)^{n-1}.$$

Данная ошибка может возникнуть в любом символе на протяжении всей передачи данных, следовательно, возникает n различных векторов с одной единицей, тогда число возникших векторов определяется как C_n^1 . Вероятность возникновения ошибки в канале определяется как сумма вероятностей возникновения векторов C_n^1 :

$$P(k) = C_n^k P_1^k (1 - P_1)^{n-k}$$

где k – число ошибок в канале.

Рассмотрим вероятность возникновения ошибки в ДСК канале, по формуле Бернулли, с применением помехоустойчивых турбо и БЧХ кодов [25].

Для удобства расчета БЧХ кода возьмем за основу вероятность возникновения одиночной ошибки $P_1=0,3$. Тогда избыточность кода I определяется как

$$I = \frac{n-l}{n} \cdot 100\%$$

где n – длина закодированного сообщения, l – количество информационных бит.

Расчетные данные для кода БЧХ приведены в таблице 7.

Таблица 7 – Расчетные данные для кода БЧХ с сортировкой по n

n	l	t	I	$P(k)$
31	26	1	16,12	$2,09 \cdot 10^{-4}$
31	21	2	32,25	$1,34 \cdot 10^{-3}$
31	16	3	48,38	$5,58 \cdot 10^{-3}$
63	57	1	9,52	$4,70 \cdot 10^{-9}$
63	51	2	19,04	$6,25 \cdot 10^{-8}$
63	45	3	28,57	$5,44 \cdot 10^{-7}$
63	39	4	38,09	$3,50 \cdot 10^{-6}$
63	36	5	42,85	$1,77 \cdot 10^{-5}$
63	30	6	52,38	$7,33 \cdot 10^{-5}$
63	24	7	61,90	$2,56 \cdot 10^{-4}$
63	18	10	71,42	$4,65 \cdot 10^{-3}$
63	16	11	74,60	$9,61 \cdot 10^{-3}$
127	71	9	44,09	$1,83 \cdot 10^{-10}$
127	64	10	49,60	$9,29 \cdot 10^{-10}$
127	57	11	55,11	$4,23 \cdot 10^{-9}$
127	50	13	60,62	$6,65 \cdot 10^{-8}$
127	43	14	66,14	$2,32 \cdot 10^{-7}$
127	36	15	71,65	$7,49 \cdot 10^{-7}$
127	29	21	77,16	$2,04 \cdot 10^{-4}$
127	22	23	82,67	$8,27 \cdot 10^{-4}$
255	47	42	81,56	$2,62 \cdot 10^{-7}$
255	45	43	82,35	$5,56 \cdot 10^{-7}$
255	37	45	85,49	$2,31 \cdot 10^{-6}$
255	29	47	88,62	$8,61 \cdot 10^{-6}$
255	21	55	91,76	$6,10 \cdot 10^{-4}$
511	49	93	90,41	$3,6 \cdot 10^{-10}$
511	40	95	92,17	$1,31 \cdot 10^{-9}$
511	31	109	93,93	$2,47 \cdot 10^{-6}$
511	28	111	94,52	$6,01 \cdot 10^{-6}$
511	19	119	96,28	$1,32 \cdot 10^{-4}$

В таблице градиентной заливкой отмечены три группы вероятности ошибки в канале $P(k)$:

- 1 группа: $P(k) \in [\text{от } 0 \text{ до } 10^{-4}]$ – нет заливки;
- 2 группа: $P(k) \in [\text{от } 10^{-5} \text{ до } 10^{-7}]$ – светлая заливка;
- 3 группа: $P(k) \in [\text{от } 10^{-8} \text{ до } 10^{-10}]$ – темная заливка.

На рисунке 18 отражены зависимость избыточности кода I от разрядности кода n .

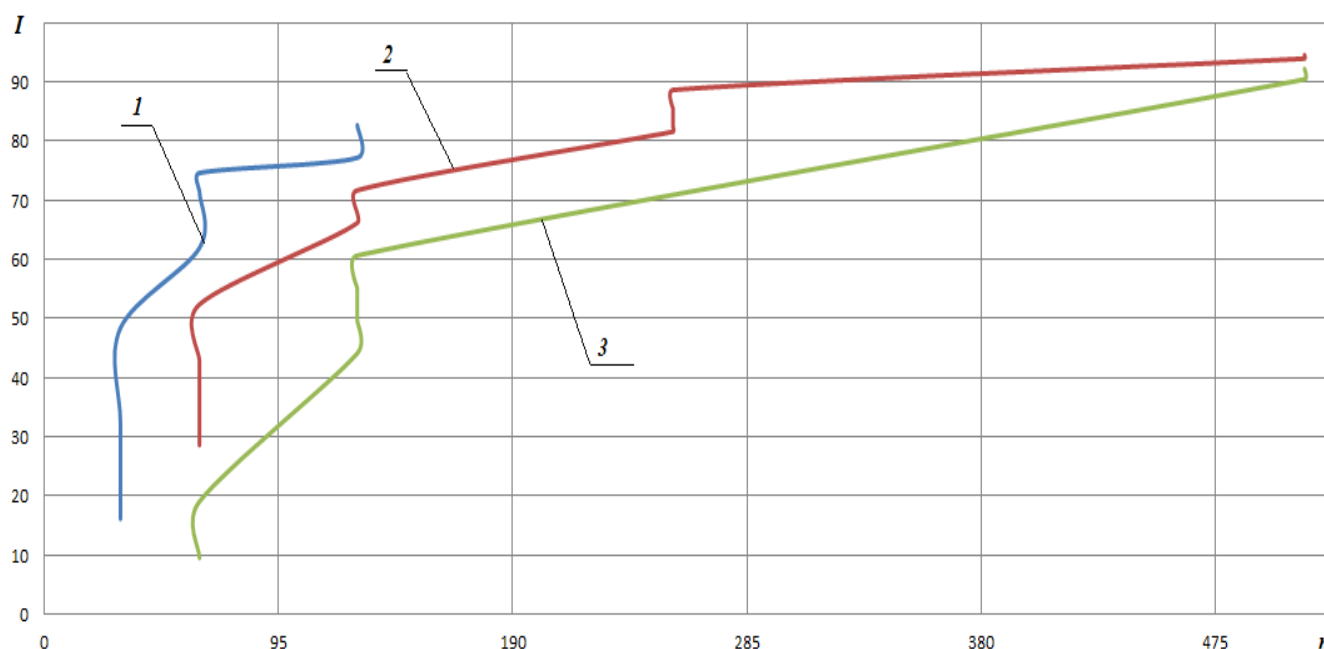


Рисунок 18 – Зависимость избыточности кода I от его длины для БЧХ-кода

Цифрами 1 – 3 на рисунке 18 отражены три группы вероятностей ошибки в канале для кода-БЧХ соответственно.

Анализируя приведенные результаты, можно сделать выводы о том, что с увеличением вероятности ошибки $P(k)$ в ДСК канале, уменьшается разрядность кода k , а, следовательно, избыточность кода I также уменьшается.

Для удобства сравнения двух кодов, рассчитаем избыточность турбо-кода I . При этом вероятность возникновения одиночной ошибки примем равной $P_1 = 0,3$ как и в случае с кодом БЧХ.

В таблице 8 приведены расчетные данные для турбо-кода.

Таблица 8 – Расчетные данные для турбо-кода с сортировкой по n

n	l	t	I	P(k)
60	16	3	73,33	$1,47 \cdot 10^{-3}$
66	18	3	72,72	$2,63 \cdot 10^{-3}$
69	19	3	72,46	$3,34 \cdot 10^{-3}$
75	21	4	72,00	$5,02 \cdot 10^{-3}$
78	22	6	71,79	$5,76 \cdot 10^{-4}$
84	24	6	71,42	$5,61 \cdot 10^{-5}$
90	26	7	71,11	$1,36 \cdot 10^{-5}$
96	28	7	70,83	$4,38 \cdot 10^{-3}$
99	29	7	70,70	$5,05 \cdot 10^{-3}$
102	30	8	70,58	$1,52 \cdot 10^{-2}$
105	31	7	70,47	$1,03 \cdot 10^{-3}$
120	36	8	70,00	$1,06 \cdot 10^{-2}$
123	37	8	69,91	$3,20 \cdot 10^{-2}$
129	39	28	69,76	$8,96 \cdot 10^{-3}$
132	40	22	69,69	$1,79 \cdot 10^{-4}$
141	43	23	69,50	$7,77 \cdot 10^{-5}$
147	45	37	69,38	$3,25 \cdot 10^{-2}$
153	47	31	69,28	$1,93 \cdot 10^{-3}$
159	49	36	69,18	$8,66 \cdot 10^{-3}$
162	50	35	69,13	$4,20 \cdot 10^{-3}$
165	51	38	69,09	$9,88 \cdot 10^{-3}$
183	57	42	68,85	$7,16 \cdot 10^{-3}$
204	64	40	68,62	$2,37 \cdot 10^{-4}$
225	71	42	68,44	$3,64 \cdot 10^{-5}$

Уже на этапе расчётов обнаруживается тот факт, что наименьший диапазон разброса вероятностей появления ошибок в канале $P(k)$ выявлен для помехоустойчивого турбо-кода. Также из таблицы 8 видно, что заметно улучшились и остальные расчетные показатели.

По результатам статистических данных на рисунке 19 отражена зависимость избыточности кода $I_{от}$ от длины кода l .

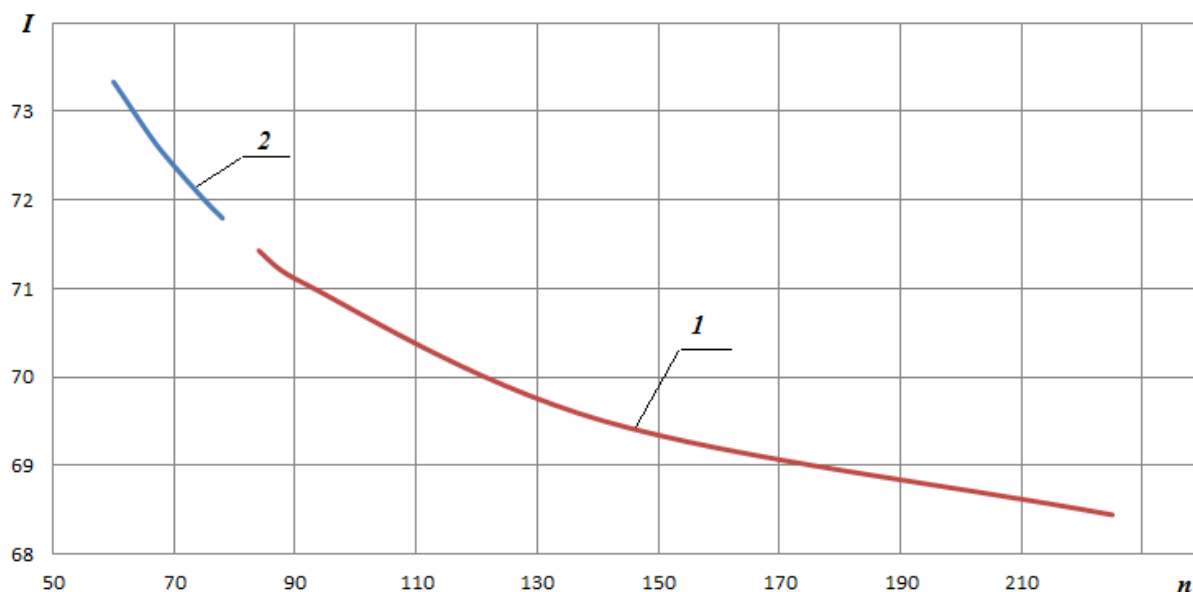


Рисунок 19– Зависимость избыточности кода I от его длины n для турбо-кода

Анализируя полученный результат видно, что с увеличением разрядности кода уменьшается избыточность кода. При этом для обоих помехоустойчивых кодов наблюдается одинаковая тенденция развития события: при уменьшении избыточности кода I , возрастает разрядность кода n .

Для одной и той же выборки данных турбо и БЧХ кодов, при разрядности кода l от 16 до 71, в ходе исследования были выделены несколько групп вероятностей появления ошибок в канале $P(k)$.

При одинаковой разрядности кода, избыточность для турбо-кода показала наилучшие результаты, то есть для передачи одинакового информационного слова, ДСК канал с применением турбо-кода дает значительный энергетический выигрыш по сравнению с ДСК каналом с применением кода БЧХ.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

1. Для эффективного использования любого алгоритма адаптивного кодирования и адаптивной системы в целом, необходимо на этапе разработки произвести оценку состояния канала. Одним из методов качественной оценки каналов связи является его диагностирование. Диагностика канала связи, уже на ранних эта-

пах, обеспечит оперативное управления параметрами приемо-передающей аппаратуры с целью повышения эффективности передачи данных, необходимый уровень помехозащищенности и другое.

2. Разработка и исследование имитационных моделей передачи данных на базе ДСК и АБГШ каналов с различными видами помехоустойчивого кодирования, подтверждают тот факт, что из многообразия, существующих каналов связи предпочтительней использовать двоичный симметричный канал. Полученные в данной главе результаты показали, что минимальное число ошибок на выходе системы приходится на диапазон вероятностей ошибки ДСК канала от 0,25 до 0,75, что определяет диапазон применения предлагаемого способа оценки.

3. С увеличением ОСШ и числа итераций декодирования турбо-кода, вероятность появления ошибки после процедуры декодирования заметно уменьшается. Ограничением прямого метода оценки качества канала является тот факт, что для получения достаточно корректных оценок состояния канала ПДС, значение ОСШ не должно быть менее пяти децибел.

4. Полученные для двух различных видов кодирования результаты показывают, что предпочтение следует отдать турбо-кодированию, так как при тех же объемах выборки даёт меньшие погрешности оценки вероятности ошибок. Кроме того, применение турбо-кодирования в ДСК канале обеспечивает меньшие погрешности оценки вероятности ошибок, при этом зависимость «оценка-погрешность» является более гладкой в сравнении с каналов АБГШ.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ОЦЕНКОЙ СОСТОЯНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ

3.1 Имитационное моделирование и исследование адаптивных систем передачи данных ИИС

В основе предлагаемой адаптивной системы лежит оценка состояния канала передачи данных, по которой осуществляется выбор разрядности передаваемых данных и параметров помехоустойчивого кода, обеспечивающих заданную вероятность ошибки на приемном конце с учетом ограниченной пропускной способности канала связи. Оценку состояния канала связи предлагается производить по статистике декодирования помехоустойчивого кода на приемном конце с передачей этой статистики в том или ином виде на передающую сторону.

3.1.1 Алгоритм адаптации

За основу адаптивного управления был выбран метод последовательного приближения.

Для реализации адаптации к состоянию канала связи предлагается алгоритм, состоящий из следующих шагов:

1. Задается требуемая вероятность искажения бит на выходе системы. Исходный аналоговый сигнал с помощью устройства АЦП преобразуется в цифровой код, который представлен в виде потока бит, передаваемых некоторое фиксированное время.
2. Цифровая последовательность кодируется кодером, с учетом особенностей помехоустойчивого кода.
3. Закодированные данные попадают в ДСК связи, на который действуют помехи однородного или неоднородного характера.

4. Передаваемые данные искажаются или не искажаются, в связи наличием или отсутствия помех в канале.
5. Полученные данные поступают на декодер и по результатам декодирования помехоустойчивого кода, производится оценка состояния канала связи, то есть вычисляется коэффициент ошибок в канале.
6. Полученный коэффициент ошибок сравнивается заданной вероятностью искаженных бит на выходе системы.
7. По обратной связи полученный коэффициент ошибок K_{oui} передается на кодер.
 - а) Если K_{oui} больше заданной вероятности, то кодер последующим действием подбирает такое соотношение длины кода и разрядности данных, при котором будет стремиться обеспечиваться заданная точностью и при этом будет наименьшая избыточность кода.
 - б) Если K_{oui} меньше заданной точности, то кодер последующим действием подбирает такое соотношение длины кода и разрядности данных, при котором будет стремиться сохраниться заданная точностью, но избыточность кода при этом еще больше уменьшаться.
8. Процесс адаптации системы идет на всем протяжении передачи всего потока данных.

3.1.2 Разработка и исследование имитационной модели системы на базе турбо-кода

Турбо-кодер представляет собой хороший способ построения случайного кода большой длины. Главный принцип турбо-кодирования – использование двух простых параллельно работающих кодеров. При этом информационный блок кодируется дважды, причем второй раз – после предварительного случайного перемежения. При декодировании кодированный блок можно "расщепить" на два кодовых блока. Это обстоятельство позволяет использовать два декодера, каждый из

которых производит декодирование своего кодового блока [39]. Декодированная информация с выхода первого декодера используется в качестве априорной информации для второго декодера для уточнения результата декодирования. Данную операцию можно производить многократно. В этом состоит принцип турбо-декодирования. Вычислительная сложность турбо-декодера в расчете на один информационный бит не зависит от длины информационного блока и сравнима со сложностью декодера Витерби для сверточного кода [2, 8].

Критерием выбора параметров кода служит минимум количества кодовых блоков с малым взаимным расстоянием при максимуме среднего расстояния в противоположность весьма распространенному критерию максимума минимального расстояния между кодовыми блоками. Такой критерий обеспечивает более высокую надежность декодирования при низком отношении сигнал/шум, чем критерий минимума максимального расстояния. Снижение вероятности ошибки декодирования достигается увеличением длины информационного блока без увеличения вычислительной сложности алгоритма декодирования [38]. Иначе говоря, длиной блока можно управлять вероятностью ошибки.

На рисунке 20 представлена обобщенная структурная схема модели предлагаемой адаптивной системы передачи данных. От источника сообщения (ИС) данные поступают на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). С помощью блока коррекции разрядности (БКР) достигается требуемая разрядность кода. Турбо кодер зашифровывает полученные данные и передает их по двоичному симметричному каналу. Турбо декодер расшифровывает полученную закодированную последовательность и передает ее на приемник сообщения (ПС). Длина кода N определяется, как сумма разрядности информационных бит k и избыточности кода i .

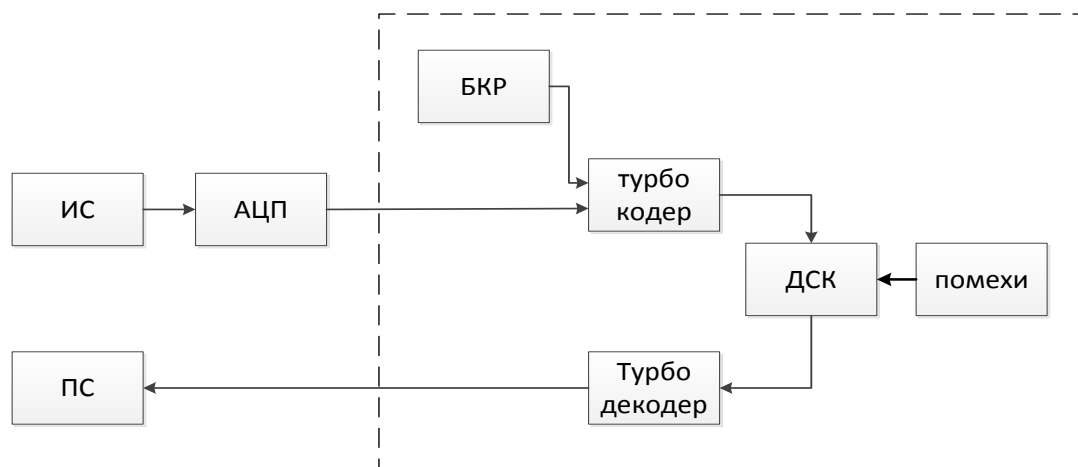


Рисунок 20 – Структурная схема модели передачи данных

Так как параметр k жестко задан и напрямую зависит от разрядности АЦП, то для того чтобы применять данный вид помехоустойчивого кодирования нужно обеспечить соответствующее равенство k и s . Для этого разрядность АЦП с помощью БКР искусственно увеличивается путем добавления младших разрядов и, соответственно, сдвига старших так, что результирующая разрядность примет значение s .

При проведении исследования, значения параметров применяемых кодов БЧХN и k были произвольно ограничены. Так, параметр N принимал значения из набора {60, 66, 69, 75, 78, 84, 90, 96, 99, 102, 105, 120, 123, 129, 132, 141, 147, 153, 159, 162, 165, 183, 204, 225}. При этом, значения параметра k выбирались из наборов {16, 18, 19, 21, 22, 24, 26, 28, 29, 30, 31, 36, 37, 39, 40, 43, 45, 47, 49, 50, 51, 57, 64, 71}.

Таким, например, при разрядности исходных данных $k = 16$, можно выбрать любую разрядность кода, принадлежащую диапазону N , но при этом увеличится разрядность данных, помимо разрядности кода. Избыточность кода i также будет принимать разные значения, в зависимости от N и k . С увеличением N увеличивается i , обеспечивая более высокую восстанавливающую способность турбо-кода. Следует отметить, что для передачи n информационных бит можно выбрать код с параметром k более чем n . В этом случае избыточность данных, очевидно, приве-

дет к избыточности турбо-кода, однако при этом увеличится его восстанавливающая способность.

Моделирование адаптивных систем производилась в среде Simulink, которая позволяет строить динамические модели систем различного вида [9]. Данная среда удобна для разработки и отладки моделей информационно-измерительных систем передачи данных, так как включает в себя ряд специализированных библиотек, предоставляющих инструменты для разработки, анализа, тестирования цифровых и аналоговых моделей систем и устройств связи передачи информации.

На рисунке 21 приведена имитационная модель системы передачи данных в ИИС с адаптацией к состоянию в ДСКсвязи и использованием помехоустойчивого турбо-кода[35]. Аналоговый сигнал, поступающий от источника сообщения Sine-Wave1 проходя через блок ограничения Saturation, поступает на 16-ти разрядный АЦП (с разрядностью $q = 16$), реализованный с помощью подсистемы ADC. Далее дискретная последовательность поступает на блок TEncoderBinarySymmetricChannelTDecoder (на рисунке 20 выделен пунктиром). Данная подсистема отвечает за принятие цифровой последовательности, её кодирование с помощью помехоустойчивого турбо-кода, затем передачу закодированного сообщения по ДСК, и наконец, декодирование сообщения. Помимо этого, в данном блоке осуществляется алгоритм адаптации системы основополагающий на методе итераций. Блоки TEncoderBinarySymmetricChannel TDecoder и Time написаны на языке М [15, 40].

Алгоритм работы модели, представленной на рисунке 21, состоит в следующем [36]. В процессе передачи данных, производится оценка состояния канала связи и выбирается помехоустойчивый код с параметрами, обеспечивающими заданную вероятность ошибки при минимальной избыточности кода на основе метода итераций (смотри пункт 3.1.1).

На рисунке 22 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных, построенной на предложенных принципах. График зависимости разрядности кода от количества итераций t приведен на рисунке 22, а. На рисунке 22, б цифрой 2 показан график зависимости вероятности ошибки систем. На рисунке 22, б цифрой 1 показана величина вероятности ошибки в ДСК канале $P_{ошк}$, равная 0,5. На рисунке 22, в приведен график поведения абсолютной погрешности $\lambda = P_{ошс} - P_3$, заданная вероятность системы $P_3 = 0,3$.

На графиках один отсчет соответствует 0,0145 с модельного времени. За основу исходного сообщения был произвольно выбран аналоговый сигнал синусоидального вида с амплитудой $A_m = 10$ и частотой $F = 2$ Гц. Длительность сигнала $T = 5$ с, что соответствует $t = 350$ итераций. Следует отметить, что исследования, проведённые для исходных сообщений с другими параметрами дали аналогичный результат.

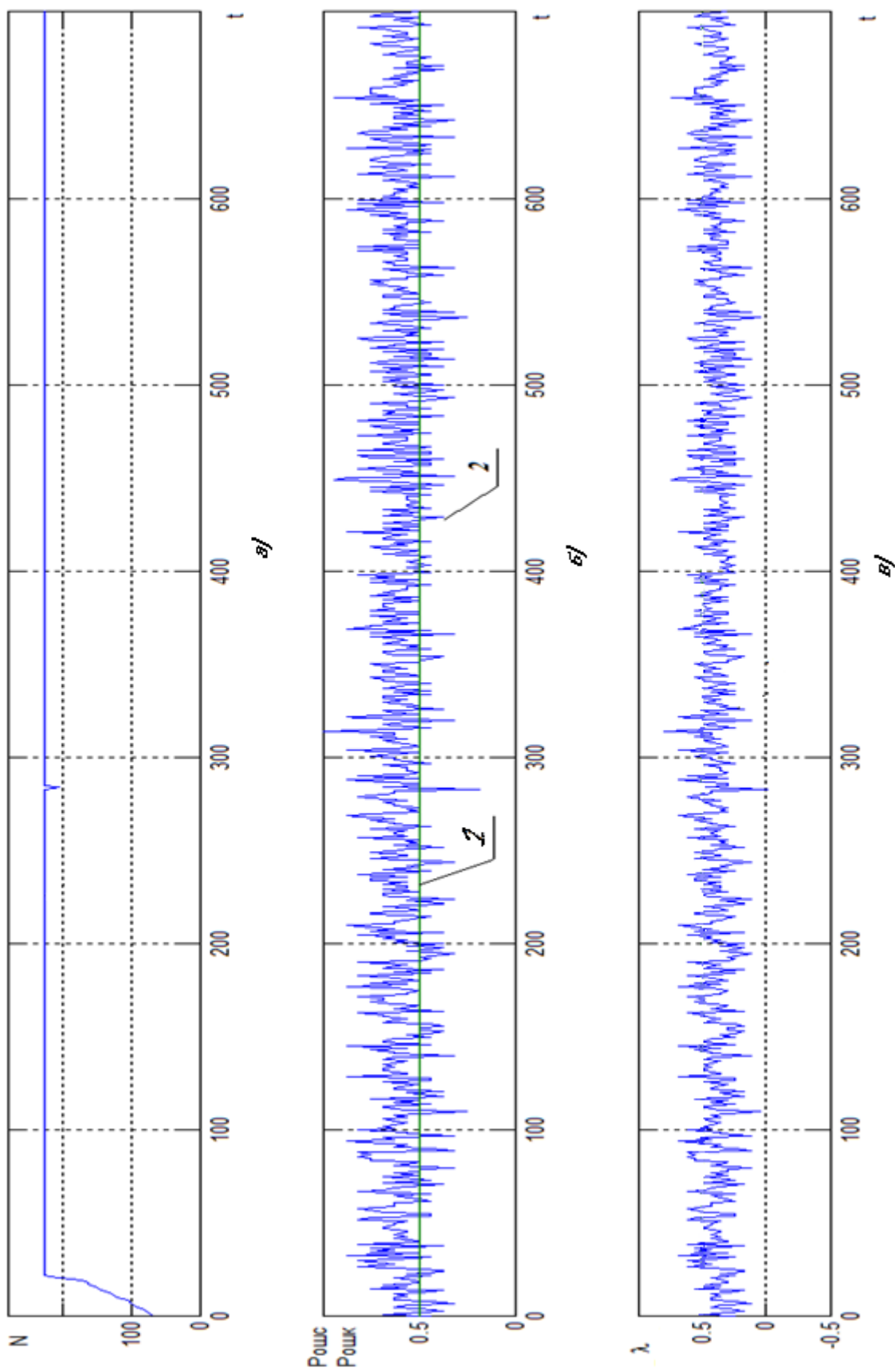


Рисунок 22 – Результаты имитационного моделирования при фиксированном значении $Poшк=0,5$

Так как помехи в канале связи имеют произвольный характер, то можно предположить, что пропускной способности канала для передачи данных будет недостаточно на протяжении всего рассматриваемого периода. В таком случае время t будет увеличено вдвое для обеспечения гарантированной передачи данных.

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 23 и определяется как:

$$\delta = \frac{P_{\text{ошс}} - P_{\text{ошк}}}{P_{\text{ошк}}}.$$

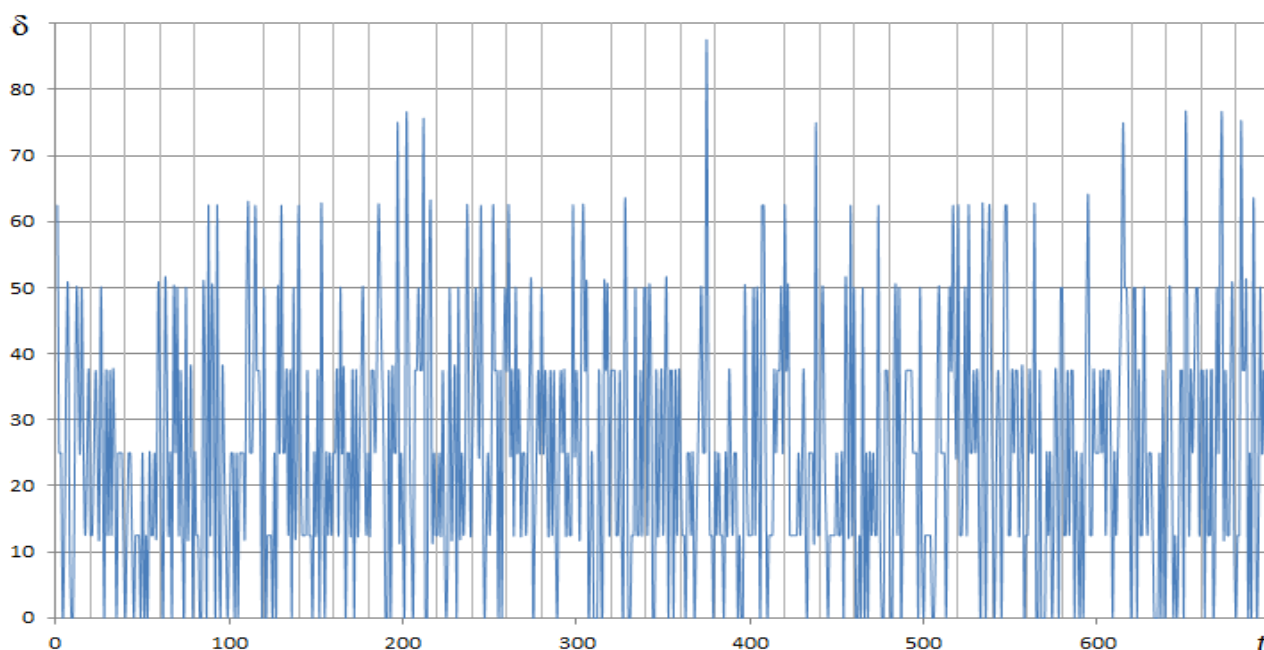


Рисунок 23 –Относительная погрешность оценки текущего состояния имитационного моделирования при фиксированном значении $P_{\text{ошк}}=0,5$

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 23, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 25 %. Большой процент относительной погрешности для данного эксперимента можно объяснить высоким уровнем зашумленности в канале связи.

На рисунке 24 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных в ИИС с адаптацией к состоянию канала связи, со сле-

дующими заданными параметрами: первые 100 отсчетов $P_{ошк} = 0,5$, последующие отсчеты $P_{ошк} = 0,3$, при этом заданная вероятность системы P_3 принимается равной 0,3. На рисунке приняты такие же обозначения, что и для рисунка 22.

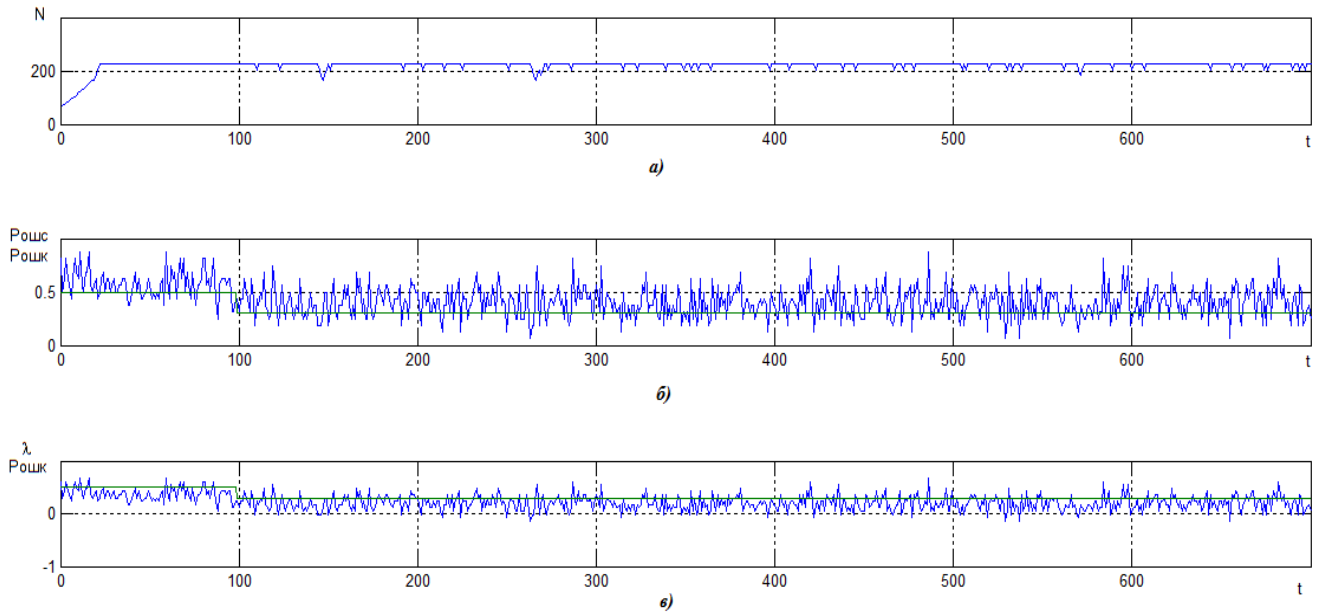


Рисунок 24 – Результаты имитационного моделирования при скачкообразном изменении состояния канала связи

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 25.

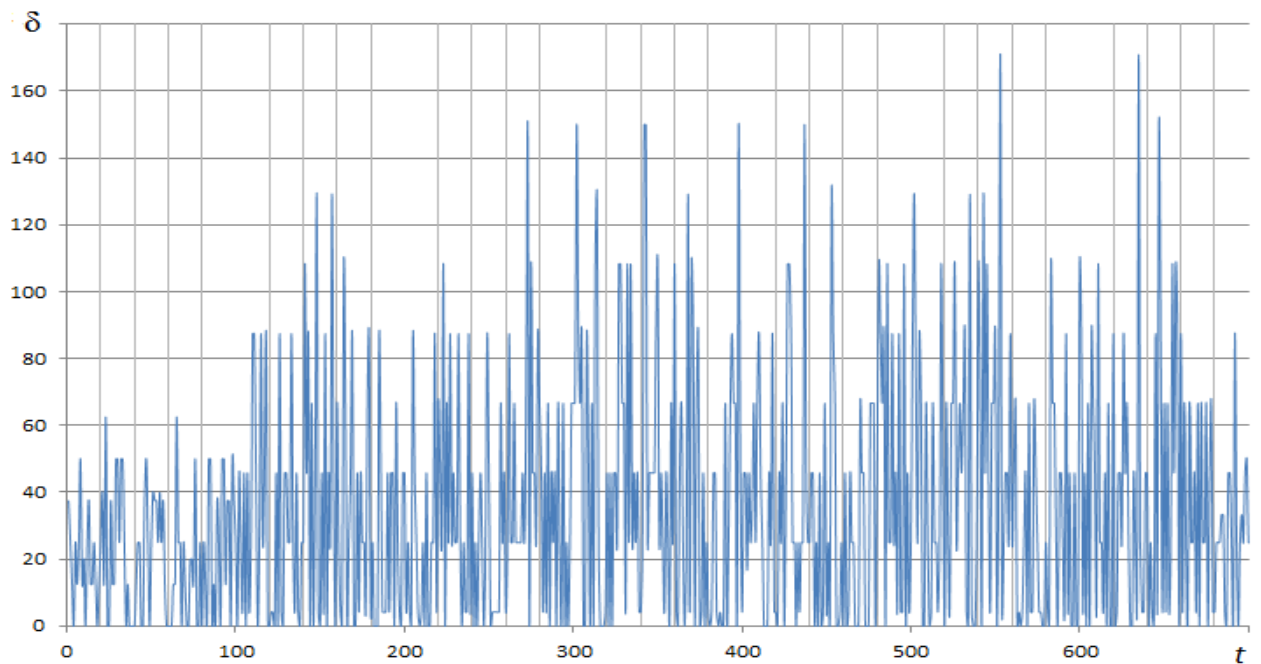


Рисунок 25 – Результаты относительной погрешности имитационного моделирования при скачкообразном изменении состояния канала связи

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 25, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 34%. Высокий процент относительной погрешности для данного эксперимента можно объяснить работой алгоритма адаптивной системы. Как видно из рисунка 25, при уровне ошибки в канале $P_{ошк}=0,3$ значения относительной погрешности резко повышаются, то есть система пытается подобрать такое соотношение длины слова и длины кода при котором будет минимальная избыточность кода и обеспечиваться заданная вероятность. Так как для предложенного кода нет необходимого соотношения пар длина слова - длина кода, то выходные значения оценки вероятности заметно ухудшаются.

На рисунке 26 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных в информационно-измерительных системах с адаптацией к состоянию канала связи, со следующими параметрами: первые 100 отсчетов $P_{ошк}=0,6$, последующие 100 отсчетов $P_{ошк}=0,1$ и последние отсчеты $P_{ошк}=0,3$, а заданная вероятность системы P_z задается равной 0,3 на все протяжении работы системы. На рисунке 26 приняты такие же обозначения, что и для рисунка 22.

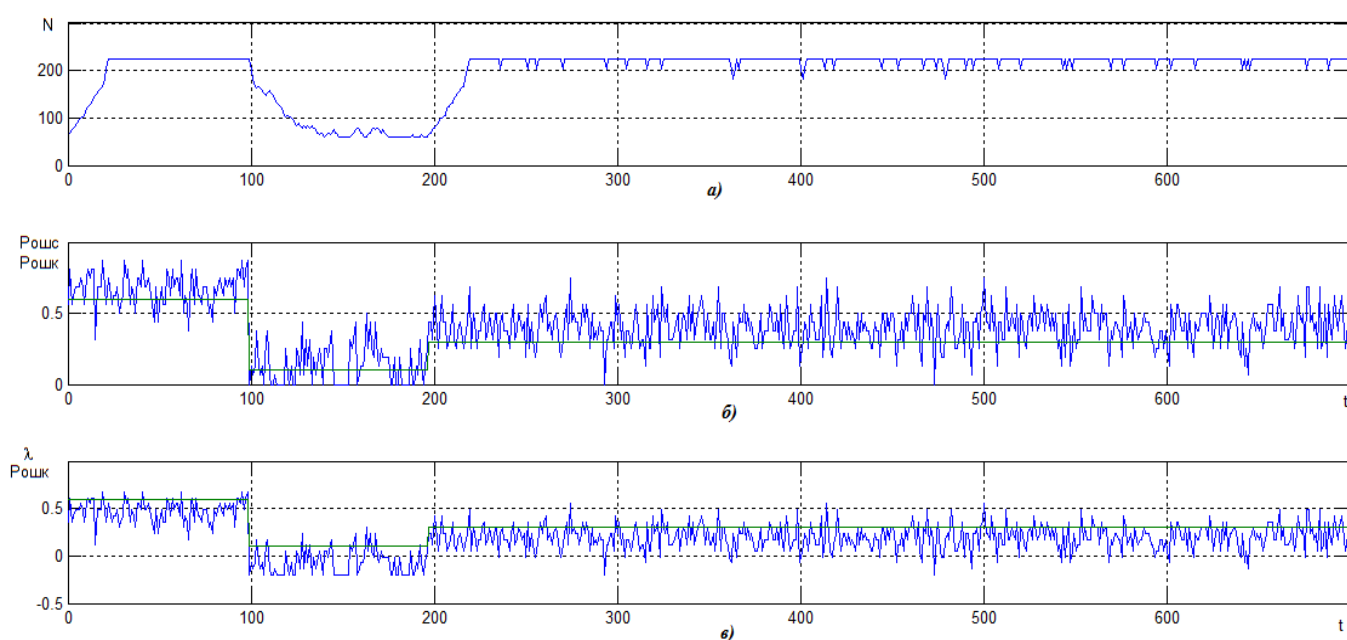


Рисунок 26 – Результаты имитационного моделирования при двойном изменении состояния канала связи

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 27.

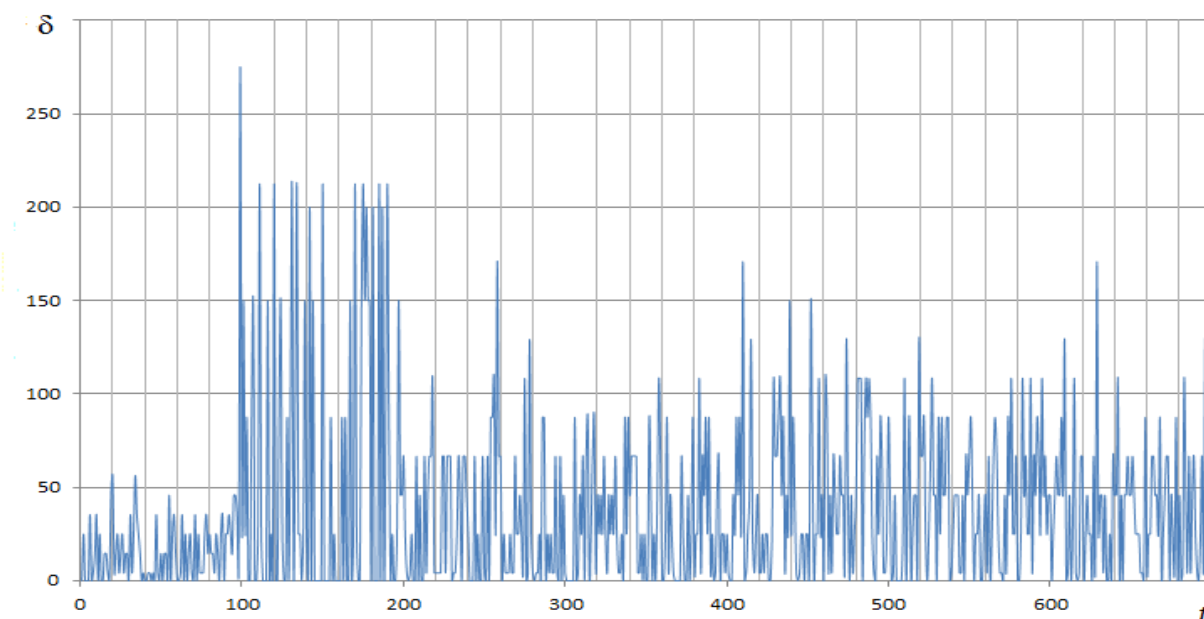


Рисунок 27 – Результаты относительной погрешности имитационного моделирования при двойном изменении состояния канала связи

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 27, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 35 %. Высокий процент относительной погрешности для данного эксперимента можно объяснить аналогично, как и для результатов отображенном на рисунке 25.

Таким образом, основываясь на результатах проведенных экспериментов, можно сделать вывод о том, что предложенный метод адаптации к состоянию канала связи в системе передачи данных обеспечивает требуемый уровень заданной надежности. Разработанная имитационная модель позволяет работать с различным уровнем шума в каналах связи, причем возникновение ошибки в канале может носить как однородный характер на протяжении всей передачи данных, так и случайный.

Следует также отметить, что разработанная модель системы передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи может найти свое применение в ИИС с повышенным уровнем требований к качеству передаваемой информации при низких требованиях к быстродействию.

3.1.3 Разработка и исследование имитационной модели системы на базе БЧХ-кода

Для исследования предложенного алгоритма адаптации была разработана и исследована имитационная модель системы передачи данных на основе кода БЧХ.

На рисунке 28 представлена обобщенная структурная схема модели предлагаемой адаптивной системы передачи данных. От источника сообщения (ИС) данные поступают на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). С помощью блока коррекции разрядности (БКР) достигается требуемая разрядность кода. БЧХ кодер зашифровывает полученные данные и передает их по двоичному симметричному каналу (ДСК). БЧХ декодер расшифровывает полученную закодированную последовательность и передает ее на приемник сообщения (ПС). Длина кода N определяется, как сумма разрядности информационных бит k и избыточности кода i .

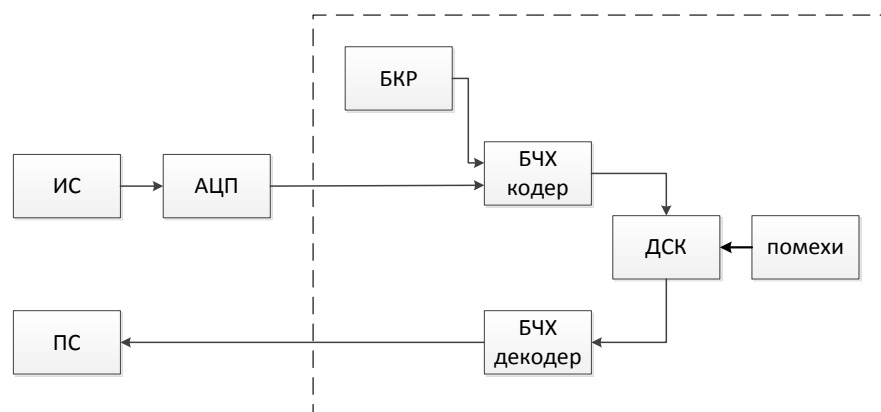


Рисунок 28 –Структурная схема модели передачи данных

Так как параметр k жестко задан и напрямую зависит от разрядности АЦП, то для того чтоб применять данный вид помехоустойчивого кодирования нужно обеспечить соответствующее равенство k и s . Для этого разрядность АЦП с помощью БКР искусственно увеличивается путем добавления младших разрядов и, соответственно, сдвига старших так, что результирующая разрядность примет значение s .

При проведении исследования, параметры применяемых кодов БЧХ N и k были условно ограничены следующими значениями:

- 1) $N=31, k=\{26, 21, 16\}$;
- 2) $N=63, k=\{57, 51, 45, 39, 36, 30, 24, 18, 16\}$;
- 3) $N=127, k=\{71, 64, 57, 50, 43, 36, 29, 22\}$;
- 4) $N=255, k=\{47, 45, 37, 29, 21\}$;
- 5) $N=511, k=\{49, 40, 31, 28, 19\}$.

Таким образом, при разрядности исходных данных $k = 16$, можно выбрать разрядность кода N равной 31 или 63 из первой и второй группы соответственно. При смене группы, избыточность кода i также будет принимать разные значения, в зависимости от N и k . С увеличением N увеличивается i , обеспечивая более высокую восстанавливающую способность кода БЧХ. Следует отметить, что для передачи n информационных бит можно выбрать код с параметром k более чем n . В этом случае избыточность данных, очевидно, приведет к избыточности кода БЧХ, однако при этом увеличится его восстанавливающая способность.

Моделирование адаптивных систем производилась в среде Simulink, которая позволяет строить динамические модели систем различного вида [9]. Данная среда удобна для разработки и отладки моделей информационно-измерительных систем передачи данных, так как включает в себя ряд специализированных библиотек, предоставляющих инструменты для разработки, анализа и тестирования моделей цифровых и аналоговых систем и устройств связи и передачи информации.

На рисунке 29 приведена имитационная модель системы передачи данных в ИИС с адаптацией к состоянию в ДСК связи и использованием помехоустойчивого БЧХ кода. Аналоговый сигнал, поступающий от источника сообщения Sine-

Wave1 проходя через блок ограничения Saturation, поступает на 16-ти разрядный АЦП (с разрядностью $q = 16$), реализованный с помощью подсистемы ADC. Далее дискретная последовательность поступает на блок BCHEncoderBinarySymmetricChannelBCHDecoder (на рисунке 25 выделена пунктиром). Данная подсистема отвечает за принятие цифровой последовательности, её кодирование с помощью помехоустойчивого БЧХ кода, затем передачу закодированного сообщения по ДСК, и наконец, декодирование сообщения. Помимо этого, в данном блоке осуществляется алгоритм адаптации системы основополагающий на методе итераций. Блоки BCH Encoder Binary Symmetric Channel BCH Decoder и Time написаны на языке М.

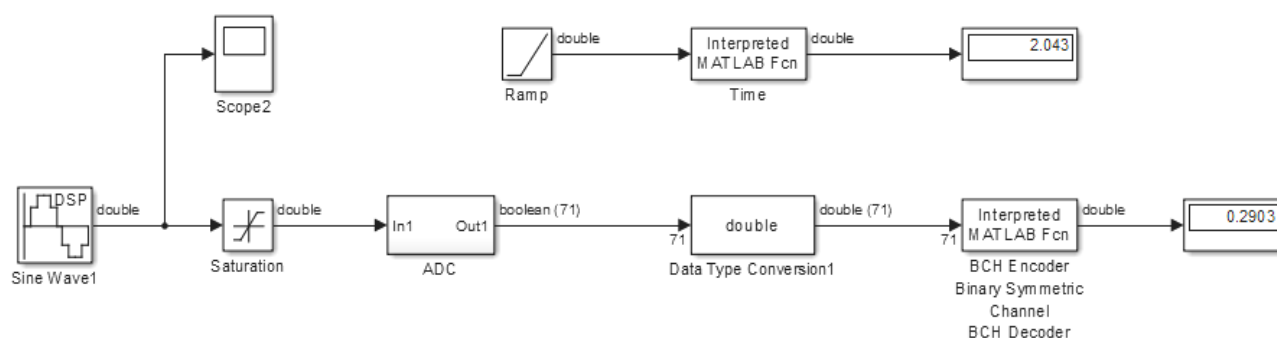


Рисунок 29 –Адаптивная модель передачи данных с использованием БЧХ кодирования

Алгоритм работы модели, представленной на рисунке 29, состоит в следующем [34]. В процессе передачи данных, производится оценка состояния канала связи и выбирается помехоустойчивый код с параметрами, обеспечивающими заданную вероятность ошибки при минимальной избыточности кода на основе метода итераций (смотри пункт 3.1.1).

На рисунке 30 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных, построенной на предлагаемых принципах. График зависимости разрядности кода от количества итераций t показан на рисунке 27, а в логарифмическом масштабе. На рисунке 30, б показан график зависимости вероятности ошибки систем. На рисунке 30, в показана величина вероятности ошибки в ДСК канале $P_{ошк}$, равная 0,5.

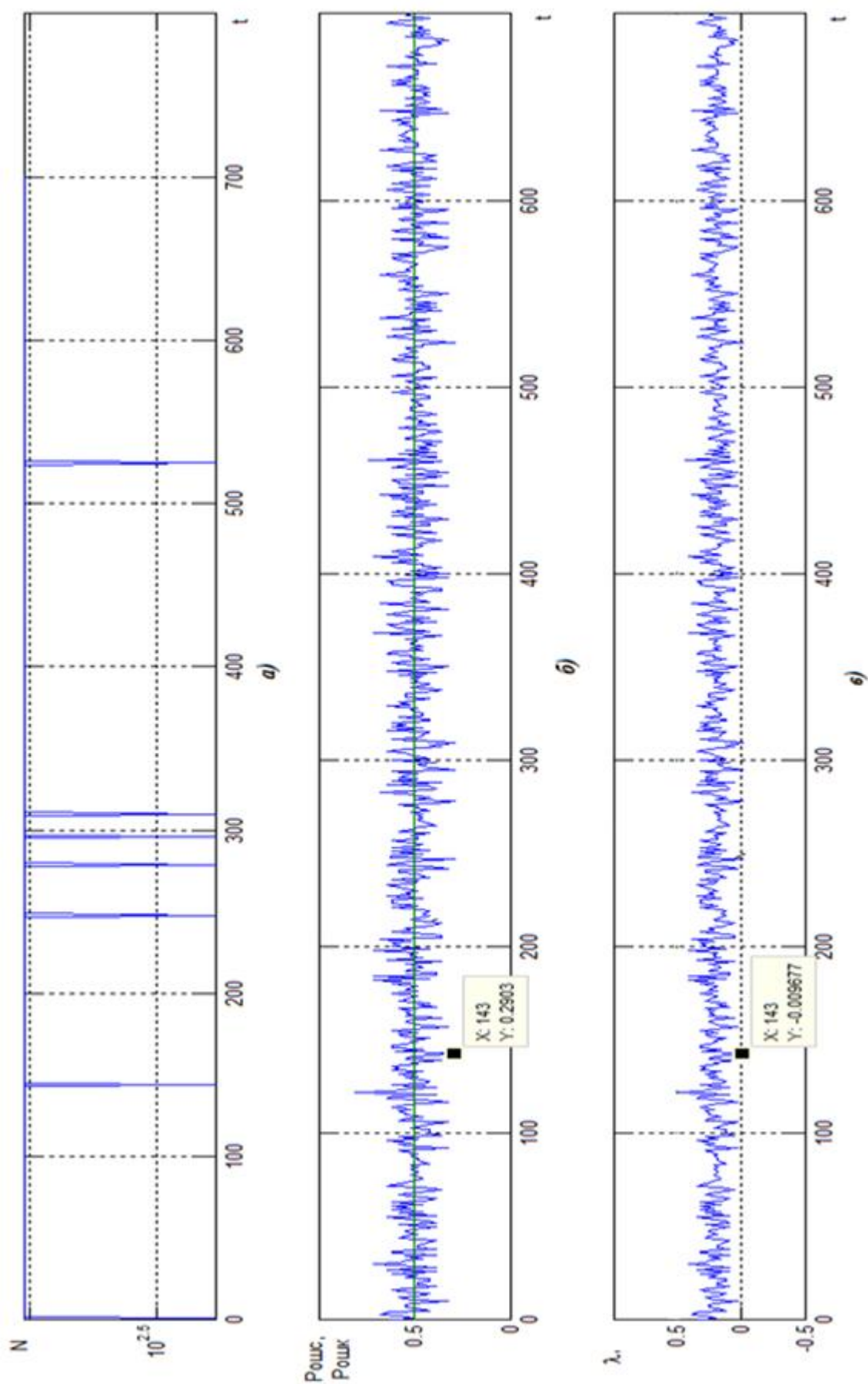


Рисунок 30– Результаты имитационного моделирования при фиксированном значении $P_{ошк}=0,5$

На графиках один отсчет соответствует 0,0145 с модельного времени. За основу исходного сообщения выбран аналогичный сигнал с теми же параметрами, что и для модели системы в пункте 3.1.2.

Так как помехи в канале связи имеют произвольный характер, то можно предположить, что пропускной способности канала для передачи данных было недостаточно на протяжении всего рассматриваемого периода. В этом случае время t увеличено вдвое для обеспечения гарантированной передачи данных.

Анализируя результаты исследования, представленные на рисунках 29 и 30, можно отметить, что в момент модельного времени 0,2903 с, вероятность ошибки в системе составляет $P_{ошс} = 2,043$. Остальные параметры адаптивной системы в данный момент времени принимают следующие значения: $q = 16$, $k = s = 40$, $N = 511$, вероятность ошибки в ДСК канале составляет $P_{ошк} = 0,5$, а заданная вероятность системы P_z равна нулю.

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 31.

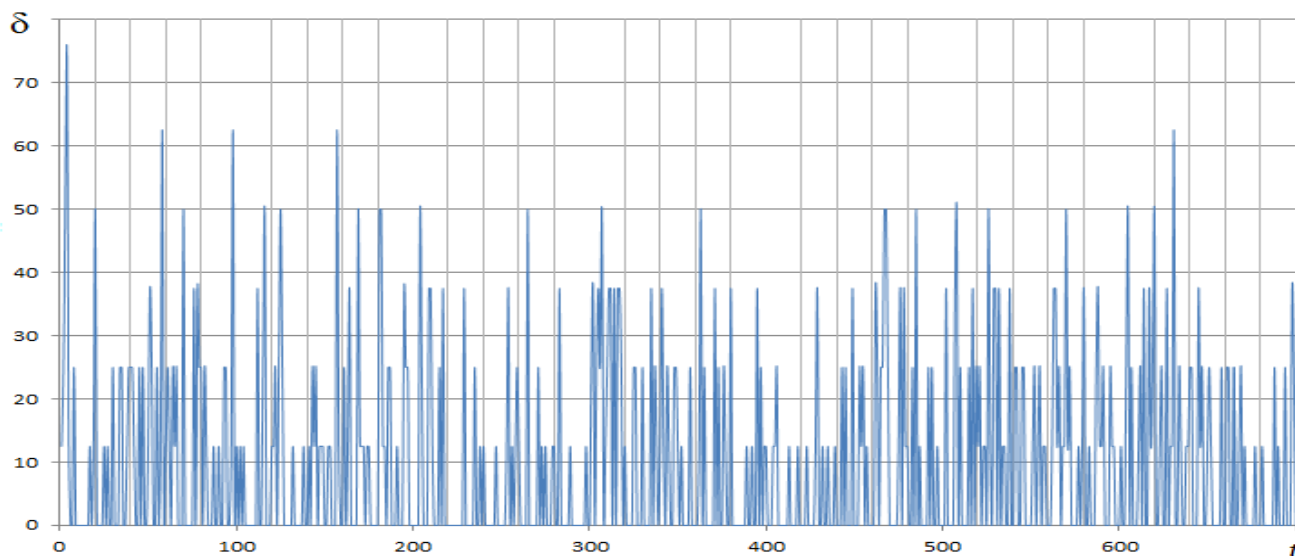


Рисунок 31– Результаты относительной погрешности имитационного моделирования при моделирования при фиксированном значении $P_{ошк}=0,5$

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 31, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 10 %.

На рисунок 32 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных в ИИС с адаптацией к состоянию канала связи, со следующими заданными параметрами: первые 100 отсчетов $P_{ошк} = 0,5$, последующие отсчеты $P_{ошк} = 0,3$, при этом заданная вероятность системы P_z принимается равной 0,3.

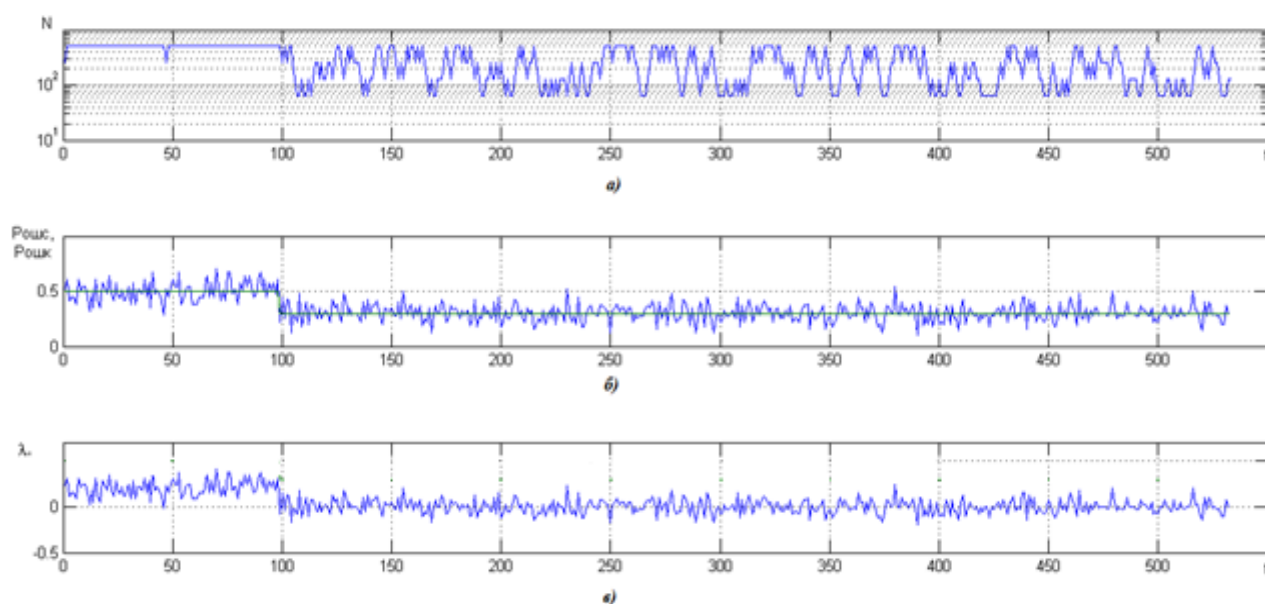


Рисунок 32– Результаты имитационного моделирования системы при скачкообразном изменении состояния канала связи

Для показанного на рисунке 32 отражены результаты моделирования при неоднородном изменении состоянии канала связи $P_{ошк} = 0,5$ для первых 100 итераций и $P_{ошк} = 0,3$ для последующих, при этом $P_z = 0,3$ на всем протяжении передачи данных.

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 33.

На рисунке 34 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных в информационно-измерительных системах с адаптацией к состоянию канала связи, со следующими параметрами: первые 100 отсчетов $P_{ошк}=0,6$, последующие 100 отсчетов $P_{ошк}=0,1$ и последние отсчеты

$P_{\text{ошк}}=0,3$, а заданная вероятность системы P_z задается равной 0,3 на все протяжении работы системы.

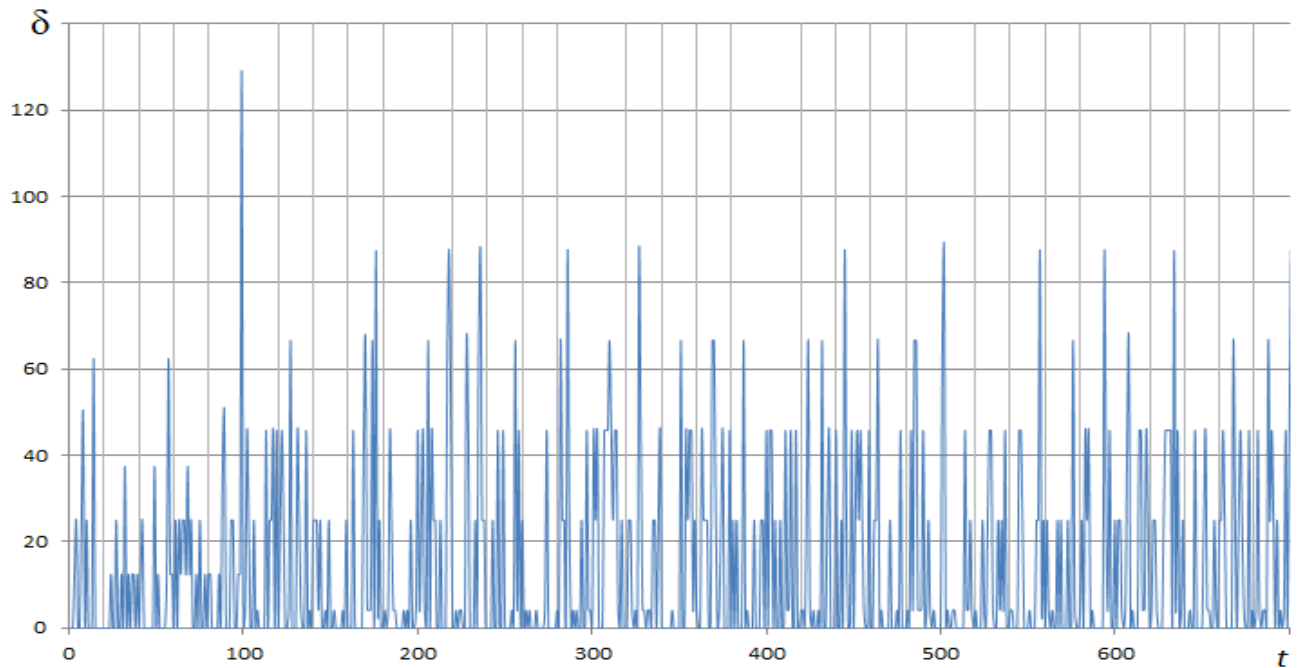


Рисунок 33 – Результаты относительной погрешности системы имитационного моделирования при скачкообразном изменении состояния канала связи

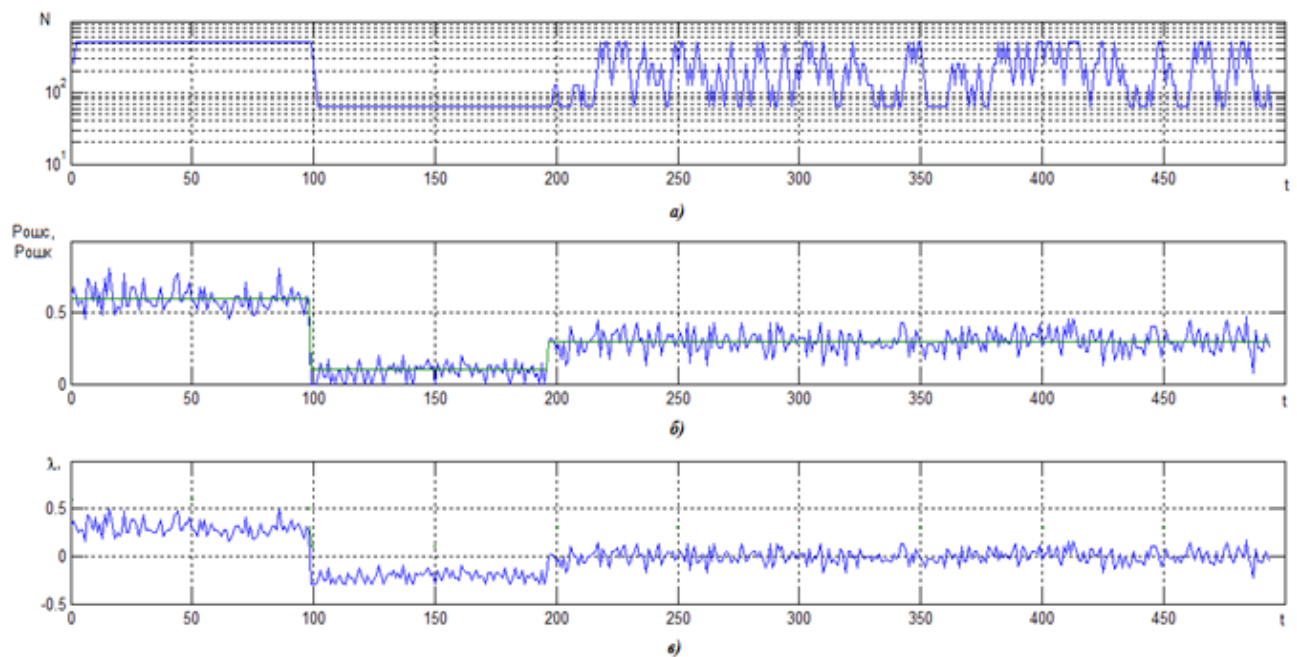


Рисунок 34 –Результаты имитационного моделирования при двойном изменении состояния канала связи

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 33.

Из рисунков 32 и 34 следует, что разработанная имитационная модель передачи данных ИИС обеспечивает адаптацию к состоянию канала связи с различным уровнем помех в канале.

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 33, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 14 %.

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 35.

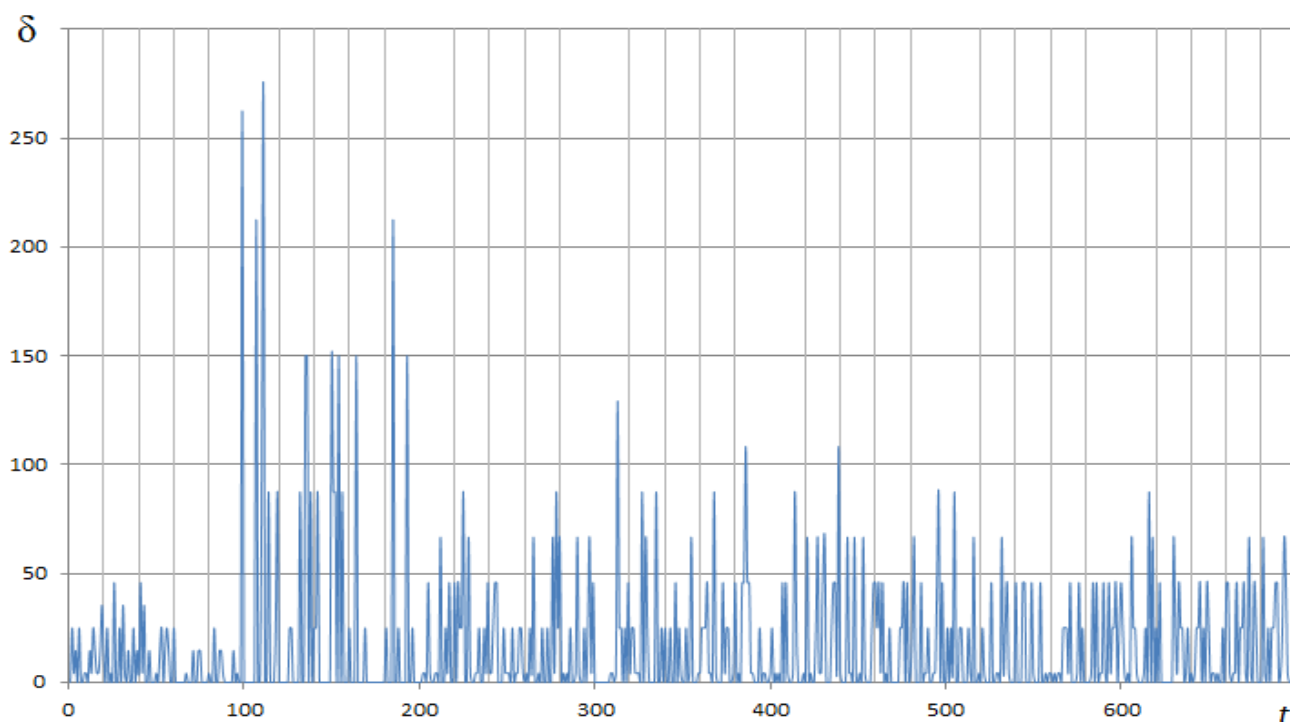


Рисунок 35 – Результаты относительной погрешности системы имитационного моделирования при двойном изменении состояния канала связи

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 35, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 16 %.

Таким образом, основываясь на результатах проведенных экспериментов, можно сделать вывод о том, что предложенный метод адаптации к состоянию ка-

нала связи в системе передачи данных обеспечивает требуемый уровень заданной надежности. Разработанная имитационная модель позволяет работать с различным уровнем шума в каналах связи, причем возникновение ошибки в канале может носить как однородный характер на протяжении всей передачи данных, так и случайный.

3.2 Моделирование системы с реализацией принципа «отложенной точности»

3.2.1 Алгоритм адаптации

Алгоритм разработанной адаптивной модели системы с реализацией принципа «отложенной точности» состоит в следующем [12, 14]:

1. Задается желаемая вероятность искажения бит на выходе системы.
2. Исходный аналоговый сигнал с помощью устройства АЦП преобразуется в цифровой код.

Цифровой код представлен в виде потока бит, которые предаются некоторое время.

3. Цифровая последовательность кодируется кодером, с учетом особенностей помехоустойчивого кода.
4. Зашифрованные данные попадают в ДСК связи, на который действуют помехи однородного или неоднородного характера.
5. Передаваемые данные искажаются или не искажаются, в связи наличием или отсутствия помех в канале.
6. Закодированные данные декодируются декодером и по результатам декодирования помехоустойчивого кода, производится оценка состояния канала связи, то есть вычисляется коэффициент ошибок в канале.
7. Полученный коэффициент ошибок сравнивается заданной вероятностью искаженных бит на выходе системы.

8. По обратной связи полученный коэффициент ошибок $K_{ош}$ передается на кодер.
9. а) Если $K_{ош}$ больше заданной вероятности, то кодер последующим действием подбирает такое соотношение длины кода и разрядности данных, при котором будет стремиться обеспечиваться заданная точностью и при этом будет наименьшая избыточность кода.
 б) Если $K_{ош}$ меньше заданной точности, то кодер последующим действием подбирает такое соотношение длины кода и разрядности данных, при котором будет стремиться сохраниться заданная точностью, но избыточность кода при этом еще больше уменьшаться.
 В том случае, если состояние канала связи ухудшится до такой степени, что удовлетворяющий заданной вероятности код будет невозможно передать по каналу связи в силу существующего ограничения пропускной способности, то выбирается такой помехоустойчивый код, который передаст меньшее число бит, чем в исходном информационном слове k , но обеспечит при этом заданную вероятность.
10. Происходит пересчет «рабочей» разрядности слова с выбором наименьшей, такой чтобы обеспечивалась заданная вероятность.
11. Происходит процесс передачи приоритетных данных (старших бит).
12. Остаток данных сохраняется в "буфере остатка", из которого данные будут переданы в конце всего потока данных, то есть когда канал будет свободен.
13. Процесс адаптации системы идет на всем протяжении передачи всего потока данных.

3.2.2 Разработка и исследование имитационной модели

На рисунке 36 представлена имитационная модель системы передачи данных в ИИС с адаптацией к состоянию в ДСК связи и использованием помехоустойчивого БЧХ кода и реализацией принципа «отложенной точности» [34].

Аналоговый сигнал, поступающий от источника сообщения SineWave1 проходя через блок ограничения Saturation, поступает на 16-ти разрядный АЦП (с разрядностью $q=16$), реализованный с помощью подсистемы ADC. Далее дискретная последовательность поступает на блок BCH EncoderBinarySymmetricChannel BCH Decoder. Данная подсистема отвечает за принятие цифровой последовательности, её кодирование с помощью помехоустойчивого БЧХ кода, затем передачу закодированного сообщения по ДСК, и наконец, декодирование сообщения, помимо этого, в данном блоке осуществляется алгоритм адаптации системы. Блоки BCH Encoder Binary Symmetric Channel BCH Decoder и Time написаны на языке М

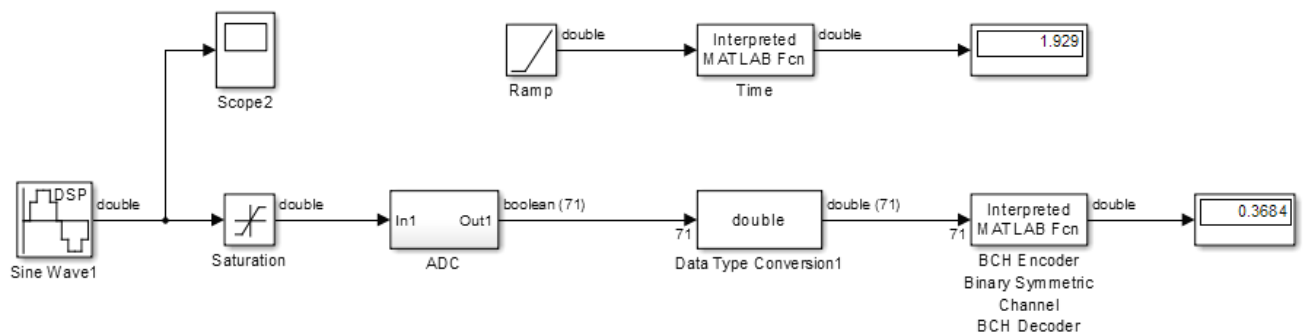


Рисунок 36 – Адаптивная модель передачи данных с использованием БЧХ кодирования

На рисунке 37 приведена функциональная схема модели системы передачи данных [37].

На рисунке 38 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных, построенной на предлагаемых принципах. График зависимости разрядности кода от количества итераций t показан на рисунке 38, а. На рисунке 38, б цифрой 1 показан график зависимости вероятности ошибки системы от t .

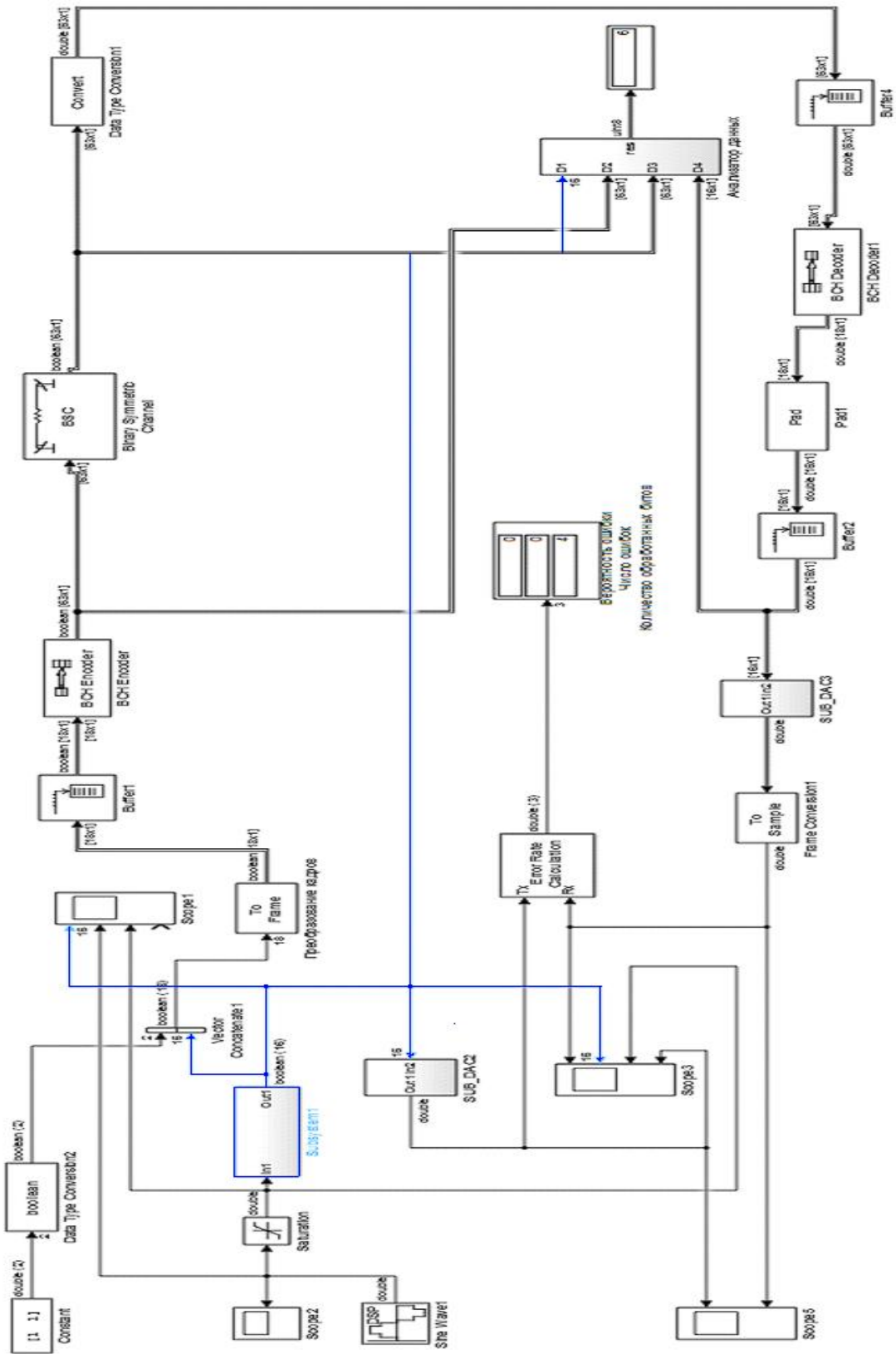


Рисунок 37— Функциональная схема модели передачи данных

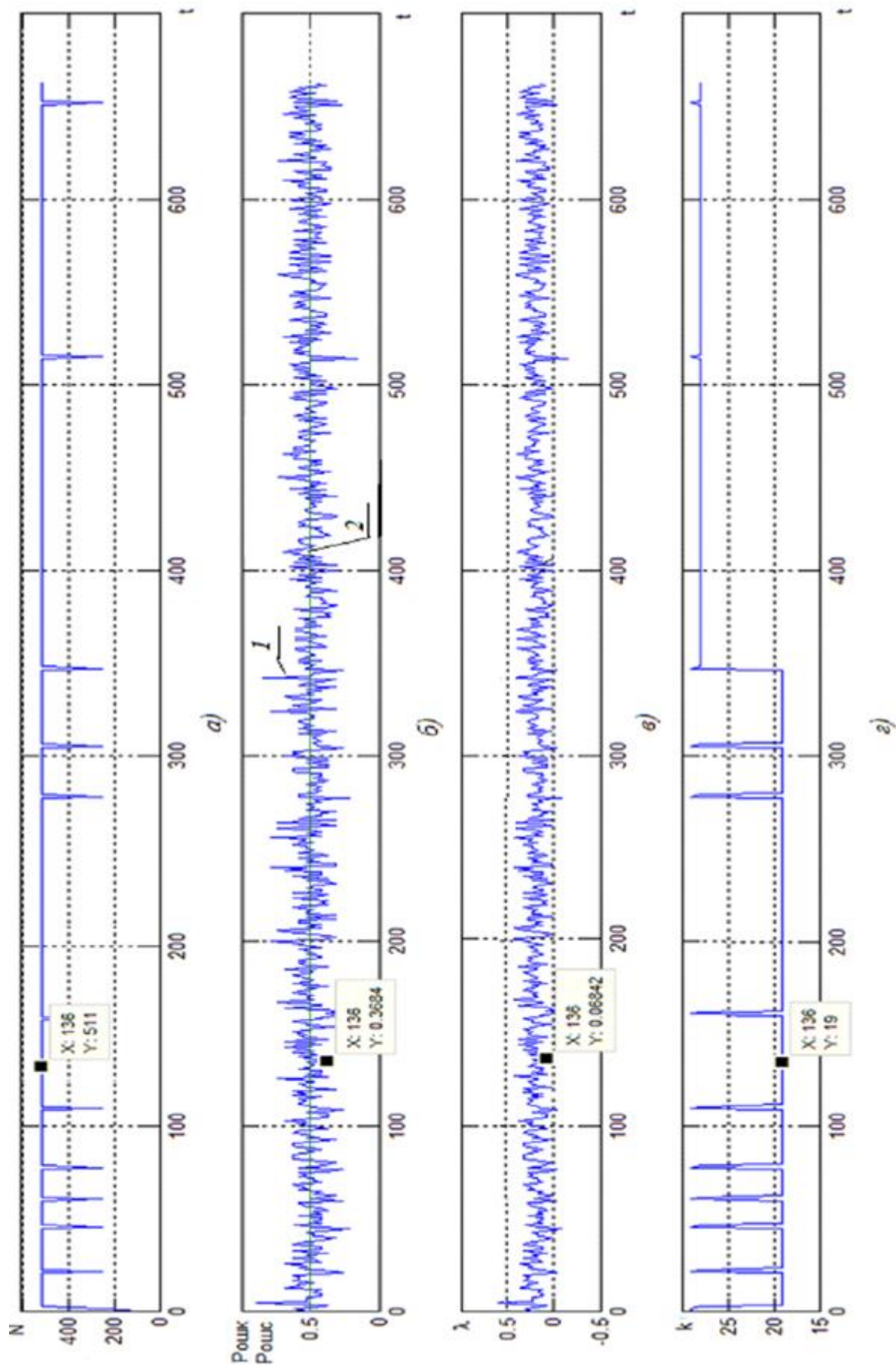


Рисунок 38– Результаты имитационного моделирования при фиксированном значении $Roшк=0,5$

Цифрой 2 на рисунке 38, б в показана величина вероятности ошибки в ДСК канале $P_{ошк}$, равная 0,5. На рисунке 38, обозначен график поведения абсолютной погрешности $\lambda = P_{ошс} - P_з$. На рисунке 38, г показана зависимость разрядности данных от количества отсчетов.

На графиках один отсчет соответствует 0,0145 с модельного времени. За основу исходного сообщения был произвольно выбран аналоговый сигнал синусоидального вида с амплитудой A_m , равной 10 и частотой F , равной 2 Гц. Длительность одного исследуемого сигнала T составляет 5с, что соответствует по времени 350 итерациям

Так как помехи в канале связи имеют произвольный характер, можно предположить, что пропускной способности канала для передачи данных будет недостаточно на протяжении всего рассматриваемого периода для полной передачи всех данных. Для учета этой ситуации, время моделирования t было увеличено в два раза с целью обеспечения гарантированной передачи данных из буфера остатка.

Анализируя результаты исследования, представленные на рисунке 37 и рисунке 38, можно отметить, что в момент модельного времени 1,929 с, вероятность ошибки в системе составляет $P_{ошс} = 0,3684$. Остальные параметры адаптивной системы в данный момент времени принимают следующие значения: $q = 16$, $k = s = 26$, $N = 511$, вероятность ошибки в ДСК канале составляет $P_{ошк} = 0,5$, а заданная вероятность системы $P_з = 3$. График на рисунке 38, г показывает, что в рассматриваемый момент времени происходит ухудшение в ДСК канале, поэтому происходит уменьшение k , до значения 19, то есть идет передача только старших бит. Непереданные части данных из буфера остатка в этих условиях начинают передаваться только после 350-й итерации.

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 39.

На рисунке 40 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных в ИИС с адаптацией к состоянию канала связи, со следующими заданными параметрами: первые 200 отсчетов $P_{ошк} = 0,5$, последую-

щие 250 отсчетов $P_{ошк} = 0,3$, при этом заданная вероятность системы P_3 принимается равной 0,3.

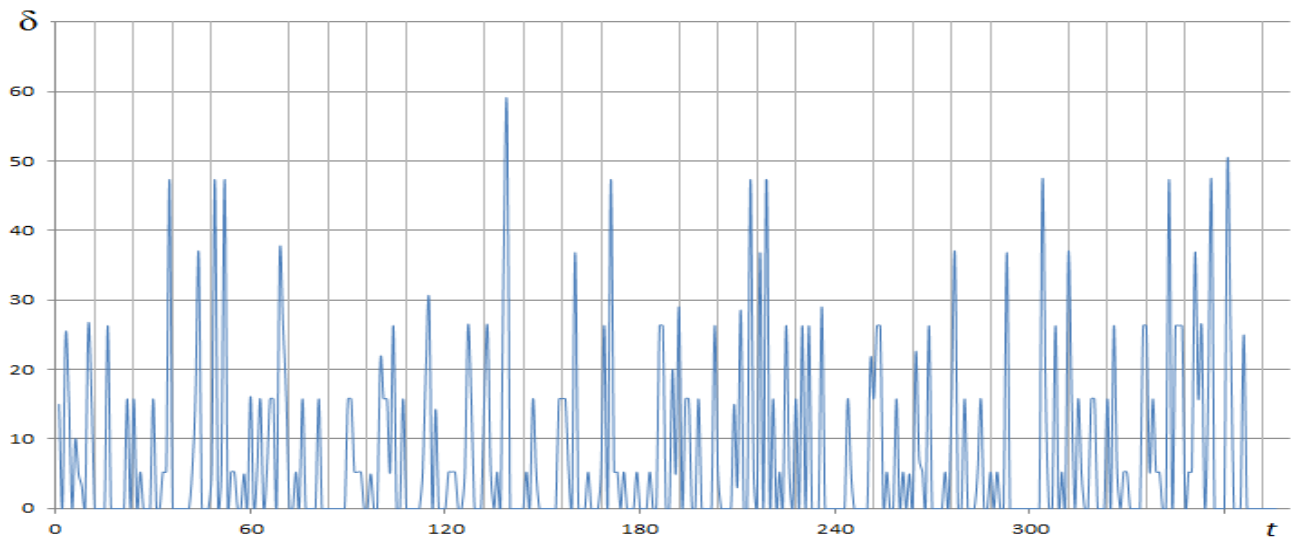


Рисунок 39– Результаты относительной погрешности системы имитационного моделирования при фиксированном значении $P_{ошк}=0,5$

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 39, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 6 %.

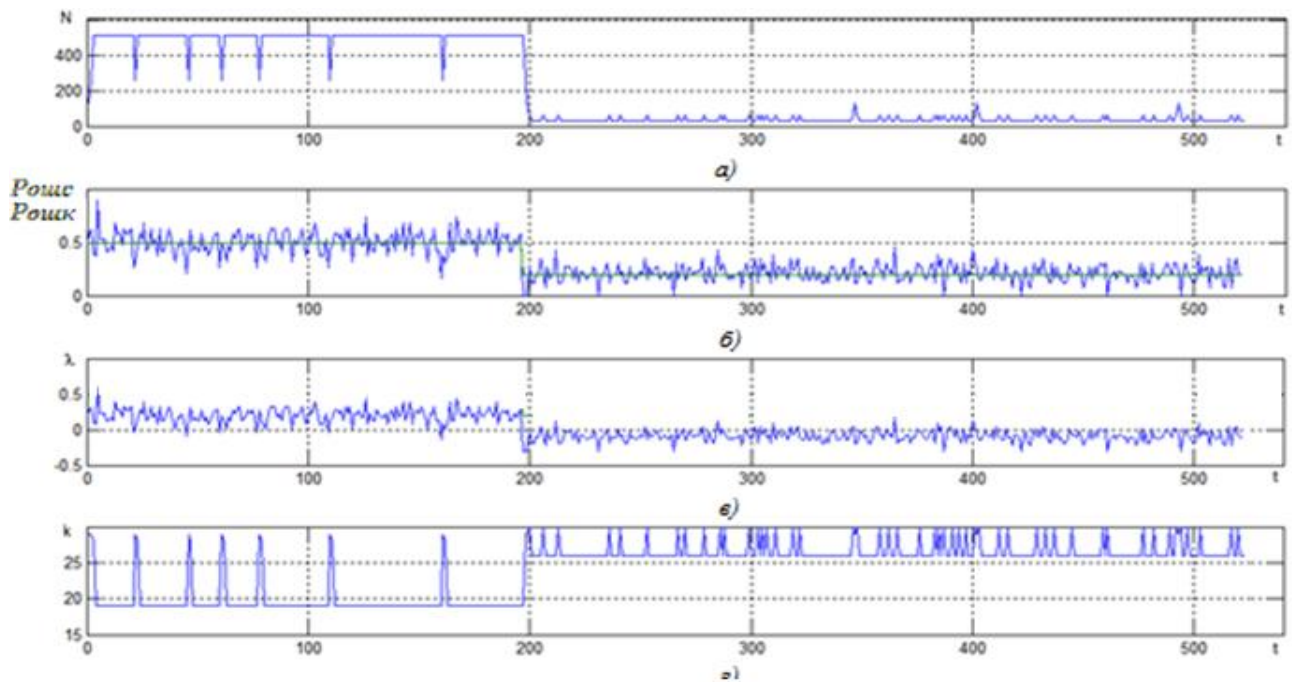


Рисунок 40 – Результаты имитационного моделирования при однократном скачкообразном изменении состояния канала связи за время моделирования

Для показанного на рисунке 40, z случая, на периоде $200 < t < 350$ не наблюдается ярко выраженных изменений поведения системы, так как в этом случае значения $P_{ошк}$ и P_z совпадают и равны 0,3.

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 41.

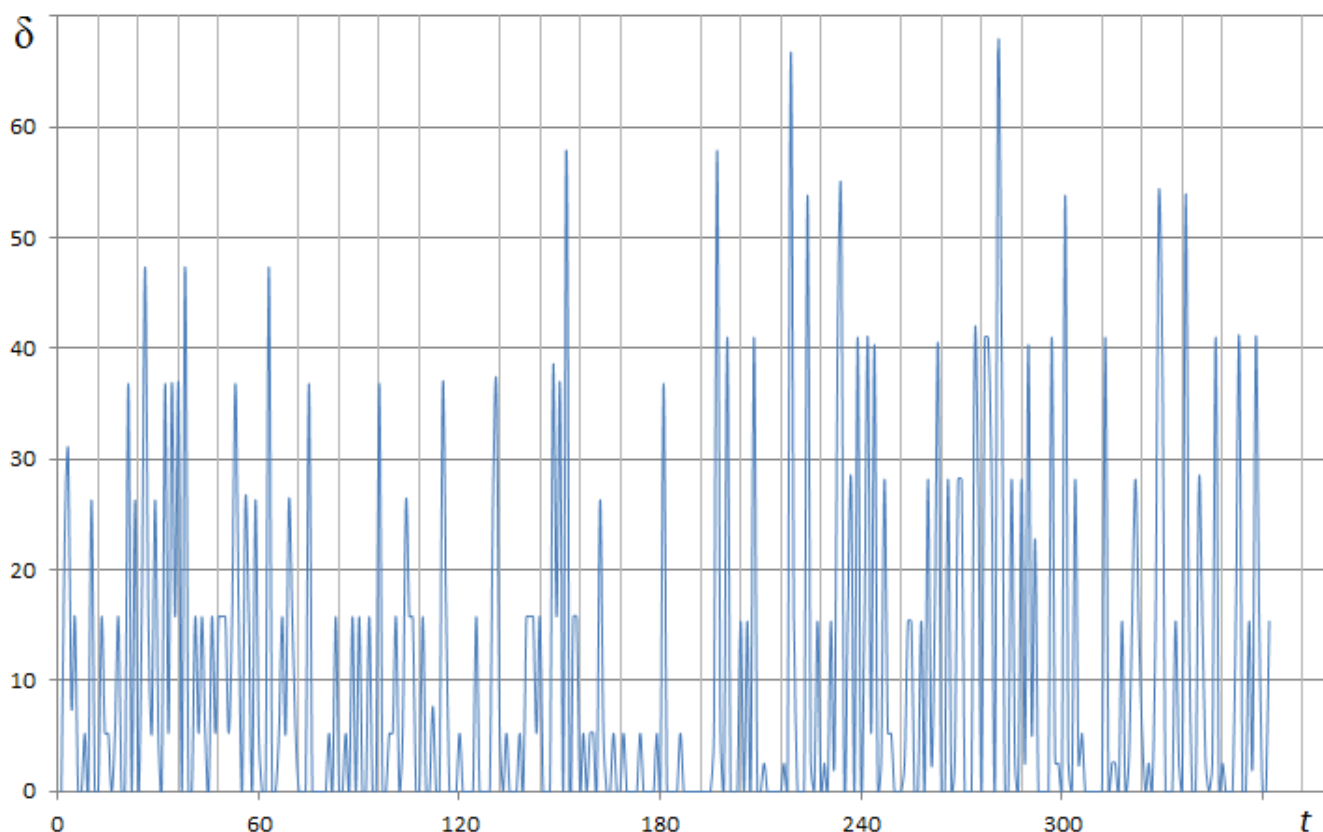


Рисунок41 – Результаты относительной погрешности имитационного моделирования при однократном скачкообразном изменении состояния канала связи за время моделирования

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 41, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 8 %.

На рисунке 42 представлены результаты имитационного моделирования системы передачи данных в информационно-измерительных системах с адаптацией к состоянию канала связи, со следующими параметрами: первые 100 отсчетов $P_{ошк}=0,6$, последующие 100 отсчетов $P_{ошк}=0,1$ и последние 150 отсчетов $P_{ошк}=0,3$, а заданная вероятность системы P_z принимается равной 0,3.

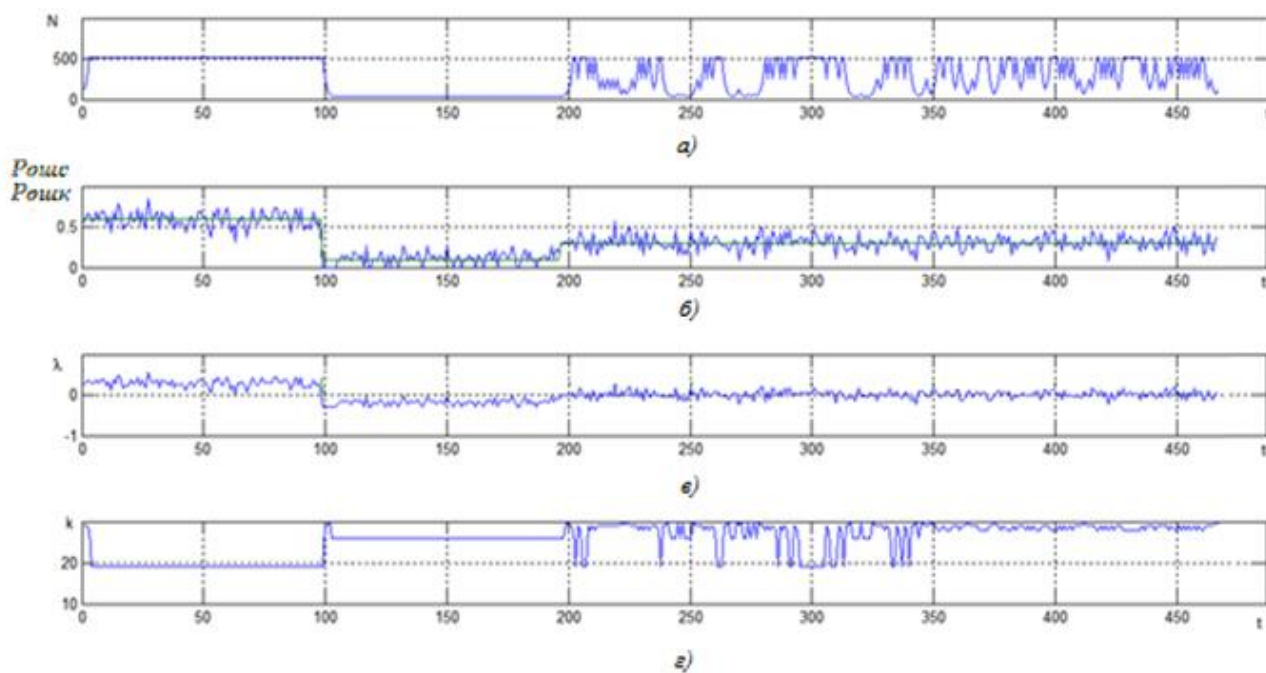


Рисунок 42 – Результаты имитационного моделирования при двойном изменении состояния канала связи

Относительная погрешность для данного опыта приведена на рисунке 43.

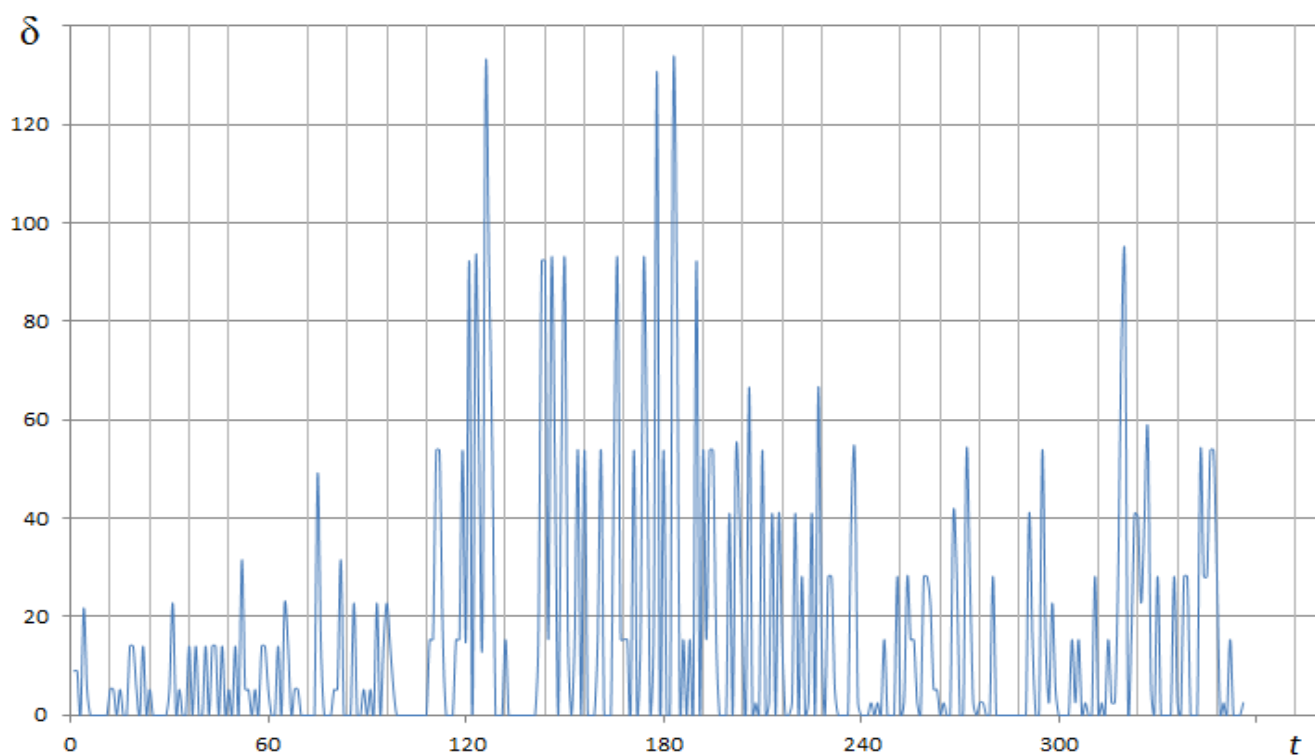


Рисунок 43 – Результаты относительной погрешности имитационного моделирования при двойном изменении состояния канала связи

Анализируя результаты, приведенные на рисунке 41, можно сделать вывод, что среднее значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 13 %.

Из рисунков 40 и 42 следует, что разработанная имитационная модель передачи данных ИИС обеспечивает адаптацию к состоянию канала связи с различным уровнем помех в канале. Так, например, на рисунке 44 показана реакция модели на неоднородное поведение ошибки в канале, поэтому после 350-й итерации передача еще не переданных частей данных W из буфера остатка происходит с небольшой интенсивностью (рисунок 44, z).

Полученные в ходе проведенного исследования графики зависимости количества непереданных частей данных W от вероятности ошибки в канале $P_{ошк}$ показаны на рисунке 44. Кривой 1 обозначен график зависимости вероятности ошибки в канале связи при $P_z = 0,1$, а кривой 2 – для $P_z = 0,3$.

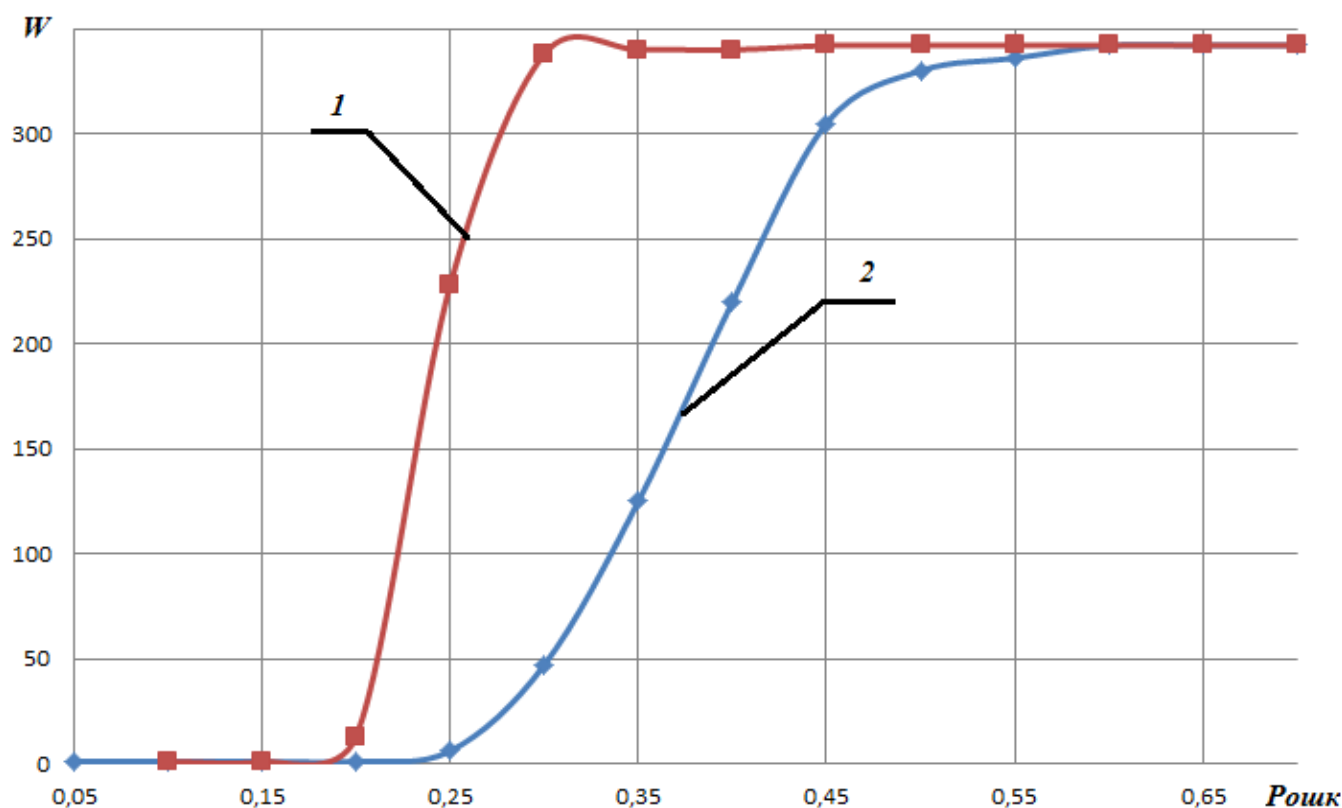


Рисунок 44 – Зависимость количества непереданных частей данных W от $P_{ошк}$

Анализ полученных данных показывает, что с увеличением $P_{ошк}$ количество переданных частей данных W увеличивается, причем чем меньше значение P_z , тем при более меньших значениях $P_{ошк}$ начинается заполнение буфера остатка. Также следует отметить, что диапазон значений $P_{ошк}$, при котором происходит заполнение буфера остатка и стабилизация максимального значения Z также прямо зависит от значения P_z . Так, при P_z , равной 0,1 ширина этого диапазона составляет примерно 0,17, а для $P_z = 0,3$ эта величина увеличивается почти в два раза и составляет примерно 0,36. Такие результаты объясняются тем, что при возрастании уровня зашумленности в канале передаче данных, возникает необходимость переходить к более мощным помехоустойчивым кодам, за счет чего и достигается заданная вероятность ошибки адаптивной системы передачи данных.

ВЫВОД ПО ГЛАВЕ 3

1. Основываясь на результатах проведенных экспериментов, можно сделать вывод о том, что предложенный метод адаптации к состоянию канала связи в системе передачи данных обеспечивает требуемый уровень заданной надежности.

2. Разработанная имитационная модель позволяет работать с различным уровнем шума в каналах связи, причем возникновение ошибки в канале может носить как однородный характер на протяжении всей передачи данных, так и случайный.

3. При разработке и исследовании моделей систем с корректирующими кодами, стоит отменить одну из основных особенностей:

а) Для турбо кода задана однозначная связь вида «длина слова - длина кода»;

б) Для кода БЧХ связь вида «длина слова - множество длин кодов».

4. Для корректного функционирования адаптивной системы управления передачей данных необходимо обеспечивать надежную защиту передаваемых дан-

ных. В работе предложена имитационная модель с алгоритмом адаптивного кодирования. При этом среднее значение погрешности оценки текущего состояния для имитационной модели с помехоустойчивым турбо кодом не превышает 31 %. Среднее значение погрешности оценки текущего состояния для имитационной модели с помехоустойчивым кодом БЧХ не превышает 13 %.

5. Для дальнейшего повышения эффективности эффективного использования адаптивных систем передачи данных, на примере одной из предложенных имитационных моделей был реализован алгоритм на основе метода последовательного приближения (принцип «отложенной точности»), представленный и исследованный на основе имитационной модели, которая позволяет поддерживать заданную априори надежность передачи данных и оптимизирующая избыточность кодирования. При этом максимальное значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 8 %.

6. Разработанная модель системы передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи может найти свое применение в ИИУС с повышенным уровнем требований к качеству передаваемой информации при низких требованиях к быстродействию, так как предложенное решение не предполагает проведения сложных вычислений.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Одной из актуальных задач современных распределенных ИИС является обеспечение эффективного функционирования подсистемы передачи данных в условиях действия помех в канале связи. Для успешного решения данной задачи в работе была разработана и исследована имитационная адаптивная система управления передачей данных на основе алгоритма, который подстраивается к текущему состоянию канала связи, тем самым, обеспечивает требуемые параметры надежности системы управления. Существующие алгоритмы адаптивного кодирования не обеспечивают заданную надежность передачи данных, либо в силу высокой избыточности, либо из-за значительных сложностей не могут быть внедрены в реальную систему;

2. Для эффективного использования любого алгоритма адаптивного кодирования и адаптивной системы в целом, необходимо на этапе разработки произвести оценку состояния канала. Одним из методов качественной оценки каналов связи является его диагностирование. Диагностика канала связи, уже на ранних этапах, обеспечит оперативное управления параметрами приемо-передающей аппаратуры с целью повышения эффективности передачи данных, необходимый уровень помехозащищенности и другое.

3. Разработка и исследование имитационных моделей передачи данных на базе ДСК и АБГШ каналов с различными видами помехоустойчивого кодирования, подтверждают тот факт, что из многообразия, существующих каналов связи предпочтительней использовать двоичный симметричный канал. Полученные в данной главе результаты показали, что минимальное число ошибок на выходе системы приходится на диапазон вероятностей ошибки ДСК канала от 0,25 до 0,75, что определяет диапазон применения предлагаемого способа оценки.

4. С увеличением ОСШ и числа итераций декодирования турбо-кода, вероятность появления ошибки после процедуры декодирования заметно уменьшает-

ся. Ограничением прямого метода оценки качества канала является тот факт, что для получения достаточно корректных оценок состояния канала ПДС, значение ОСШ не должно быть менее пяти децибел.

5. Для корректного функционирования адаптивной системы управления передачей данных необходимо обеспечивать надежную защиту передаваемых данных. В работе предложена имитационная модель с алгоритмом адаптивного кодирования. При этом среднее значение погрешности оценки текущего состояния для имитационной модели с помехоустойчивым турбо кодом не превышает 31 %. Среднее значение погрешности оценки текущего состояния для имитационной модели с помехоустойчивым кодом БЧХ не превышает 13 %.

6. Для дальнейшего повышения эффективности эффективного использования адаптивных систем передачи данных, на примере одной из предложенных имитационных моделей был реализован алгоритм на основе метода последовательного приближения (принцип «отложенной точности»), представленный и исследованный на основе имитационной модели, которая позволяет поддерживать заданную априори надежность передачи данных и оптимизирующая избыточность кодирования. При этом максимальное значение погрешности оценки текущего состояния не превышает 8 %.

7. При типичных требованиях по надежности передаваемых данных от 10^{-8} до 10^{-22} , скорость передачи данных в канале связи с изменением вероятности ошибки в диапазоне от 10^{-45} до 10^{-6} , при использовании алгоритма адаптивного кодирования увеличивается на 10-20%. Показано, что дальнейшее повышение эффективности адаптивного кодирования, может быть достигнуто за счет расширения набора возможных кодов кодами с низкой избыточностью, а также за счет кодирования данных фрейма одним кодовым блоком.

8. Основываясь на результатах проведенных экспериментов, можно сделать вывод о том, что предложенный метод адаптации к состоянию канала связи в системе передачи данных обеспечивает требуемый уровень заданной надежности. Разработанная имитационная модель позволяет работать с различным уровнем

шума в каналах связи, причем возникновение ошибки в канале может носить как однородный характер на протяжении всей передачи данных, так и случайный.

9. Разработанная модель системы передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи может найти свое применение в ИИУС с повышенным уровнем требований к качеству передаваемой информации при низких требованиях к быстродействию, так как предложенное решение не предполагает проведения сложных вычислений.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Блейхут Р. Теория и практика / Р. Блейхут // М.: Мир. – 1986. – С.576.
2. Витерби А.Д. Принципы цифровой связи и кодирования. / А.Д. Витерби, Дж.К. Омура. Пер. с англ. под ред. К.Ш. Зигангирова. // М.: Радио и связь. – 1982. – С.536.
3. Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков // М.: Эко-Трендз. – 2005.– С.392.
4. Воронин В.В. Теоретические проблемы диагностических экспертных систем / В.В. Воронин // Владивосток: Дальнаука. – 2005. – С.159-163.
5. Воронин В.В. Алгоритмы поиска дефектов в системах автоматического управления методом пробных отклонений параметров модели / В.В. Воронин, С.В. Шалобанов, С.С. Шалобанов // Хабаровск: Изд-во ТОГУ. – 2013. – С.121-129.
6. Воронов А.А. Теория автоматического управления: Учеб.для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика». В 2-х ч. Ч.II. Теория нелинейных и специальных систем управления. / А.А. Воронов, Д.П. ким, В.М. Лохин, под ред. А.А. Воронова // 2-е изд., перераб. И доп. – М.: Высш.шк., – 1986. – С.504.
7. Галлагер Р.Г. Коды с малой плотностью проверок на четность / Р.Г. Галлагер // Сорн. Научных трудов «Теория кодирования. М.: Мир. – 1964. – С.139-165.
8. Гладких А.А. автоматизация процессов управления / А.А. Гладких, Ю.П. Егоров // М.: Сов.радио. – 2004. – №1(3). –С.43-46.
9. Дьяконов В.П. Simulink 4/6/7: Самоучитель / В.П. Дьяконов // М.: ДМК-Пресс. – 2008. С.784.

10. Жидков И.А. Оценка состояния канала связи по результатам декодирования помехозащищенного кода / И.А. Жидков, А.В. Левенец, Чье ЕнУн // Информатика и системы управления. – 2009. – №3(21). – С.72-78.
11. Комаров С.В. Применение турбо-кодов в мультимедийных системах связи третьего поколения / С.В. Комаров, С.А. Постников, В.И. Левшин и др. // Сборник сетей. Теория и техника радиосвязи. – 2003. – С.112-119.
12. Куприянова О.В. Адаптивные способы передачи данных в информационно-измерительных системах / О.В. Куприянова, А.В. Левенец // Информационные технологии XXI века: сб. научн. тр. - Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та. – 2016. – С.87-95.
13. Куприянова О.В. Диагностика канала передачи дискретных сообщений / О.В. Куприянова, А.В. Левенец // Информационные технологии XXI века: сб. научн. тр. – Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2015. – С.38-46.
14. Куприянова О.В. Моделирование адаптивных способов передачи данных в информационно-измерительных системах с шумами / О.В. Куприянова, А.В. Левенец // Высшая школа г. Уфа: Изд-во «Инфинити». – 2016. – Научно-практический журнал №7. – С.112-118.
15. Куприянова О.В. Моделирование систем передачи данных с адаптацией к состоянию канала связи / А.В. Левенец, Чье ЕнУн // Научный вестник НГТУ том 62, №1–2016. –С.120-132.
16. Куприянова О.В. Оценка вероятностей ошибок в двоичных симметричных каналах связи с различными видами помехоустойчивого кодирования / О.В. Куприянова, А.В. Левенец // Информационные технологии XXI века: сб. научн. тр. – г. Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, –2016. – С.79-87.
17. Куприянова О.В. Оценка влияния БЧХ кодирования на канал с аддитивным белым гауссовским шумом / О.В. Куприянова, А.В. Левенец // Межотраслевой институт «Наука и образование». – 2015. – Ежемесячный научный журнал №4 (11). – С.28-32.

18. Куприянова О.В. Оценка состояния канала связи по статистике декодирования помехоустойчивых кодов / О.В. Куприянова, А.В. Левенец, Чье ЕнУн // Вестник ТОГУ. –2015.– №3 (38)– С.111-120.
19. Куприянова О.В. Оценка состояния канала связи по результатам декодирования помехоустойчивого турбо-кода / О.В. Куприянова, А.В. Левенец// Информационные технологии и высокопроизводительные вычисления: материалы III всероссийской науч.-практ. конф., (г. Хабаровск, 30 июня – 4 июля 2015 г.). – Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2015. – С.99-102.
20. Осипов Н.А. Модели каналов передачи информации автоматизированных систем подготовки и пуска ракет космического назначения / Н.А. Осипов, А.С. Шавин, А.Г. Тарасов // М.: Труды МАИ. Выпуск №83. – 2015.
21. Питерсон У. Коды исправляющие ошибки / У. Питерсон, Э. Уэлдон // М.: Мир. – 1976. – 596.
22. Прокис Джон Цифровая связь / Прокис Джон // Пер.с англ. Под редакцией Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. – 2000. – С.800.
23. Мизин И.А. Передача информации в сетях с коммуникацией сообщений / И.А. Мизин, Л.С. Уринсон, Г.К. Храмешин // М.: Связь. – 1972. – С.243.
24. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение // М.: Радио и связь. – 2003.– С.1099.
25. Тугевич В.Н. Телемеханика. Учебное пособие для вузов. / В.Н. Тугевич // М.: Высшая школа. – 1985. – 423.
26. Филимонов А.Ю. Построение мультисервисных сетей Ethernet/ А. Ю. Филимонов. // М.: ВHV. – 2007. – С.585.
27. Шувалов В.П. Передача дискретных сообщений / В.П. Шувалов, Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман // М.: Радио и связь. – 1990, С.464.
28. Шувалов В.П. Прием сигналов с оценкой их качества / В.П. Шувалов // М.: Связь. – 1979.– С.240.

29. Чье ЕнУн Алгоритмы и средства повышения надежности передачи измерительных данных в автоматизированной системе контроля горного давления / Чье ЕнУн, Д.А. Куликов // Вестник ТОГУ. –2009.– №2 (13)– С.35-44.
30. Свидетельство о гос. регистрации прогр. для ЭВМ № 2016611839 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11.02.2016; опубл. 11.02.2016.
31. Свидетельство о гос. Регистрации прогр. для ЭВМ № 2016611840 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11.02.2016; опубл. 11.02.2016.
32. Свидетельство о гос. Регистрации прогр. для ЭВМ № 2016612216 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 19.02.2016; опубл. 19.02.2016.
33. Свидетельство о гос. Регистрации прогр. для ЭВМ № 2016612217 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25.02.2016; опубл. 25.02.2016.
34. Свидетельство о гос. Регистрации прогр. для ЭВМ № 2016612346 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 19.02.2016; опубл. 19.02.2016.

35. Свидетельство о гос. Регистрации прогр. для ЭВМ № 2016612385 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25.02.2016; опубл. 25.02.2016.
36. Свидетельство о гос. Регистрации прогр. для ЭВМ № 2016614798 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.03.2016; опубл. 09.03.2016.
37. Свидетельство о гос. Регистрации прогр. для ЭВМ № 2016614800 Российская Федерация / О.В. Куприянова, А.В. Левенец; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тихоокеанский государственный университет». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.03.2016; опубл. 09.03.2016.
38. Berrou C. Near Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes / C. Berrou, A. Glavieux // IEEE Trans. On Comm., Vol. 44, No. 10. – 1996. – P.1261-1271.
39. Berrou C. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes / C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima // Proceedings of ICC'93, Geneva, Switzerland. – 1993. – P.1064-1070.
40. Kupriynova O.V. Assessment of quality of data transmission to the binary symmetric channel using bch encoding / O.V. Kupriynova, A.V. Levenets // 10-я Международная научная конференция «Европейская наука и технологии», (Германия, г. Мюнхен 28-29.05.2015 г.). – P.319-324.
41. Kupriynova O.V. Modeling binary symmetric channel for transmitting data using bch coding / O.V. Kupriynova, A.V. Levenets // Materials of the IX international research and practice conference «Science, Technology and Higher Education» (Westwood, Canada 23-24.12.2015). – P.319-324.