

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Радиотехнический факультет (РТФ)

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР)

Рогожников Е. В.

ТЕОРИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Учебно–методическое пособие к лабораторным работам
для студентов радиотехнического факультета
210700 – “Инфокоммуникационные технологии и системы связи”

Теория построения инфокоммуникационных систем и сетей :Учебно–методическое пособие к лабораторным занятиям/ Е.В.Рогожников. ТУСУР.-2012. 22 с.

Подробно излагается методика и порядок выполнения работ, содержание отчета. К каждой работе прилагаются контрольные вопросы, по которым преподаватель может оценить уровень освоения студентом материала. В пособии описаны состав лабораторных макетов, технические характеристики и режимы работы применяемых приборов и оборудования.

Разработано в соответствии с программой курса «Теория построения инфокоммуникационных систем и сетей» и предназначено для студентов радиотехнического факультета, по специальностям 210700 – “Инфокоммуникационные технологии и системы связи”.

**© Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиоэлектроники,
2012**

Содержание

<i>Лабораторная работа №1: «Анализ помехоустойчивости системы цифровой связи при наличии помех и замираний в канале связи»</i>	<i>4</i>
<i>Лабораторная работа №2: «Двоичное кодирование данных и тактовая синхронизация»</i>	<i>10</i>
<i>Лабораторная работа №3: «Исследование кодов рида-соломона в каналах с независимыми ошибками»</i>	<i>15</i>
<i>Лабораторная работа №4: «Исследование qpsk модема (реализация с фазовым сдвигом)»</i>	<i>21</i>

Лабораторная работа №1: «АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ И ЗАМИРАНИЙ В КАНАЛЕ СВЯЗИ»

В современных системах беспроводной цифровой связи передаваемый сигнал подвергается воздействию помех и замираний в канале, что обуславливает вероятность ошибки при приеме сигнала. В лабораторной работе изучается имитационная модель системы связи, посредством которой имитируется простейшая система цифровой связи, а также в зависимости от интенсивности помех и замираний вычисляется вероятность ошибки.

Цель работы: изучение имитационной модели системы цифровой связи, анализ её помехоустойчивости; приобретение навыков создания подсистем и их маскирования.

Создание и маскирование подсистем.

При моделировании сложных систем целесообразным является формирование отдельных блоков в виде подсистем, для которых можно задавать собственные параметры. Подсистема формируется из группы отдельных блоков следующим образом: выделяется группа блоков как показано на рис. 1.1, в меню Edit выбирается опция Create Subsystem и после этого группа блоков преобразуется в один блок с соответствующим числом входов и выходов, показанный на рис. 1.1.

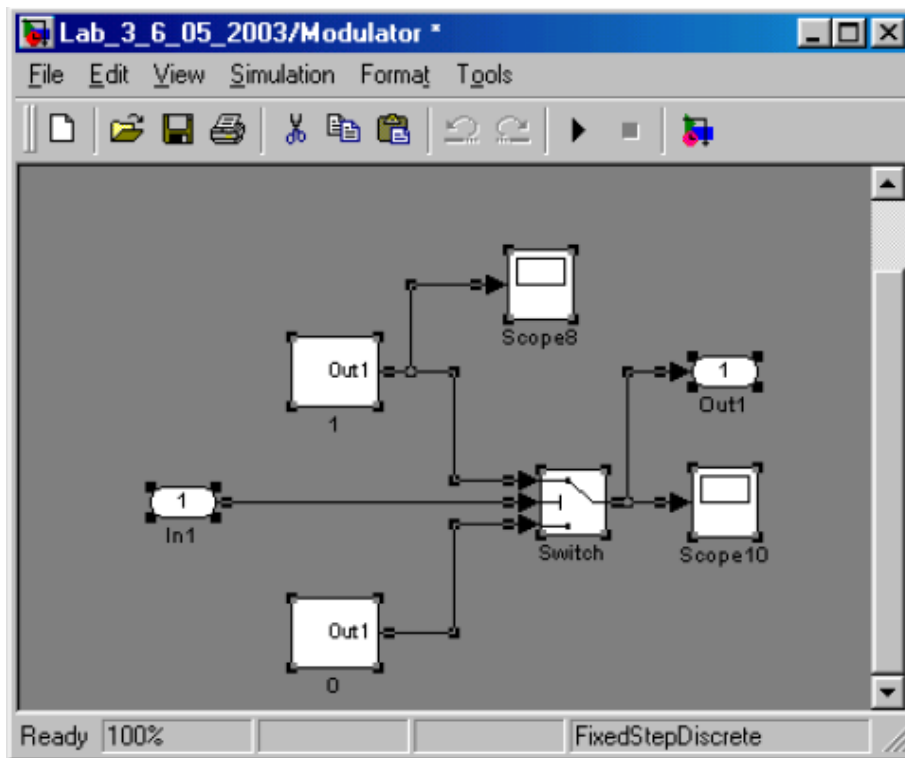


Рисунок 1.1 – Имитационная модель модулятора

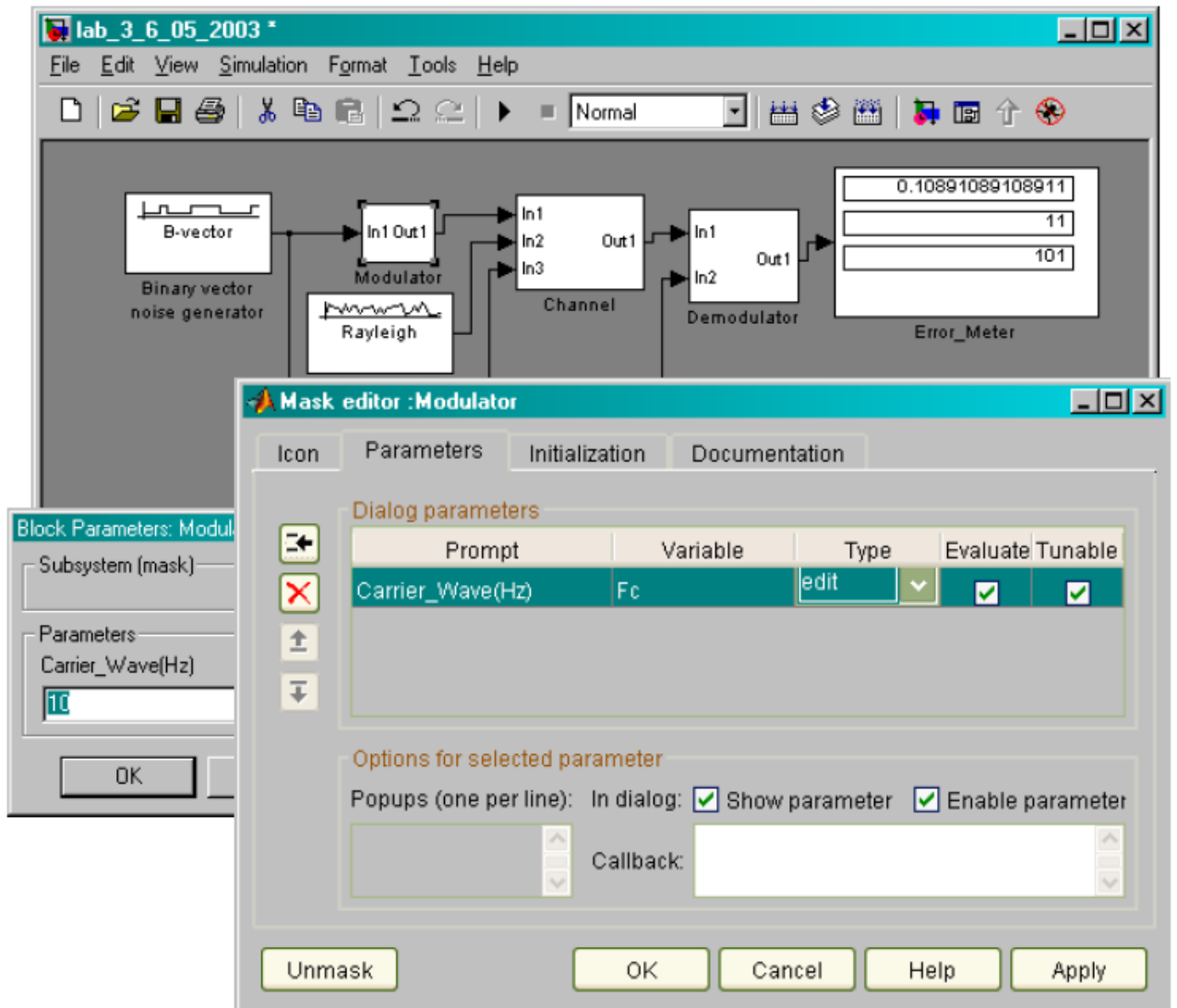


Рисунок 1.2 – Редактор маскирования подсистемы

На рис. 1.2 также показан пример маскирования подсистемы: маскируемая подсистема выделяется нажатием левой клавиши мыши, в меню Edit выбирается опция Mask Subsystem и после этого появляется окно, показанное на рис. 1.2 справа внизу, где можно задавать параметры маскируемой подсистемы. Далее выбирается панель Initialization, где в окне Prompt вводится наименование параметра подсистемы, которое будет в дальнейшем отображаться в виде, показанном на рис. 1.2 слева внизу (Carrier Wave(Hz)) (можно задавать до 12 параметров), а в окне Variable задается переменная описывающая этот же параметр, которая в дальнейшем вводится в окна параметров различных блоков. Таким образом, маскирование подсистемы позволяет задавать *глобальные переменные*, относящиеся ко всей подсистеме.

Исходные данные. Схема модулятора показана на рис. 1.3. Её единственный параметр – несущая частота (Carrier_Wave(Hz)), обозначаемая как переменная $F_c = 10$ Гц. Модулятор представляет собой формирователь

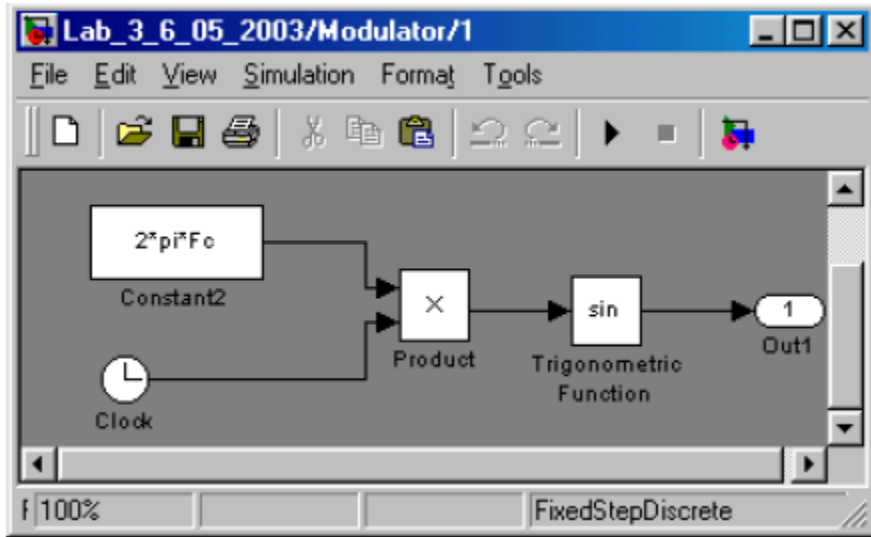


Рисунок 1.3 – Имитационная модель ФМн модулятора «1»

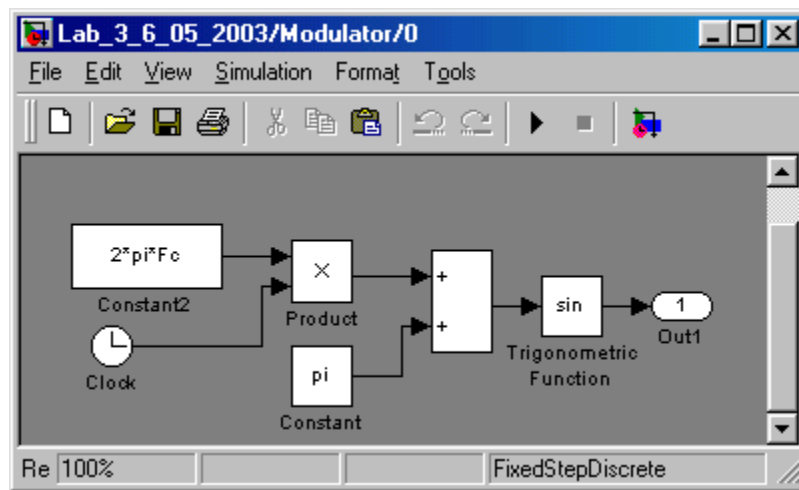


Рисунок 1.4 – Имитационная модель ФМн модулятора «0»

фазоманипулированных сигналов генерируемых блоками с именами «1» и «0», которые также в свою очередь являются подсистемами (рис. 1.3, рис. 1.4).

В зависимости от того, какой уровень (1 или 0) поступает на вход модулятора, на его выходе формируется либо синус с нулевой начальной фазой, либо синус с фазой сдвинутой на 180° . Время моделирования = 10.

Параметры замираний (при заданной дисперсии шума σ_w^2 (Variance) см. табл. 1)

Sigma 0.6 0.7 0.8 0.9 1 1.1 1.2

Sample Time: 0.001

Параметры помех (при заданном параметре замираний σ (sigma)= см. табл. 1)

Variance (дисперсия): 2 4 10 20 30 40 60 80 100

Mean: 0

Sample Time: 0.001

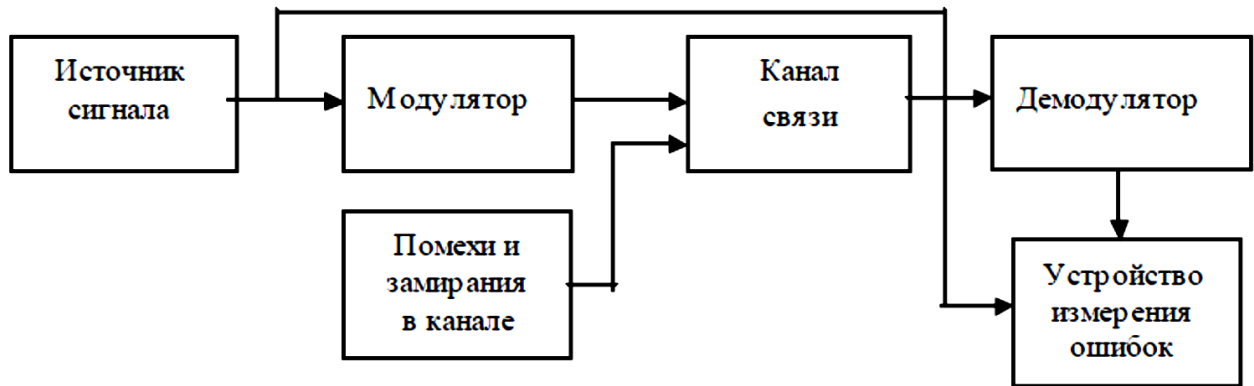


Рисунок 1.5 – Структурная схема системы цифровой связи

Варианты заданий приведены в таблице 1.

Таблица 1

Номер варианта	σ_u^2 - параметр	σ - параметр
1	$\sigma_u^2=0.7$	$\sigma=0.5$
2	$\sigma_u^2=0.6$	$\sigma=0.8$
3	$\sigma_u^2=0.8$	$\sigma=0.4$
4	$\sigma_u^2=1.2$	$\sigma=0.55$
5	$\sigma_u^2=0.7$	$\sigma=0.6$
6	$\sigma_u^2=0.9$	$\sigma=0.7$
7	$\sigma_u^2=1.1$	$\sigma=0.45$
8	$\sigma_u^2=1$	$\sigma=0.65$
9	$\sigma_u^2=1.2$	$\sigma=0.5$
10	$\sigma_u^2=0.9$	$\sigma=0.75$

Местонахождение отдельных блоков, используемых при моделировании:

Осциллограф(Scope): Simulink – Sinks – Scope;

Переключатель(Switch): Simulink – Signal Routing – Switch (threshold=1);

Постоянная (Constant): Simulink – Sources – Constant;

Тригонометрическая функция (sin, cos): Simulink – Math – Trigonometric Function;

Блок умножения (Product): Simulink – Math – Product;

Часы (Clock): Simulink – Sources – Clock;

Сумматор (Sum): Simulink – Math – Sum.

Порядок выполнения:

1. Сформировать из отдельных блоков модель цифрового модулятора согласно **рис. 1.1** и преобразовать её в подсистему. Осуществить маскирование подсистемы и задать её параметр – несущую частоту F_c .
2. Проанализировать помехоустойчивость системы связи путем измерения вероятности ошибки в зависимости от изменения интенсивности помех и замираний.
3. Оформить отчет, содержащий: цель работы, структурную схему системы (см. **рис. 1.5**), два графика зависимости вероятности ошибки от интенсивности помех и замираний соответственно.

Содержание отчета:

1. Название работы, ФИО студентов, цель работы.
2. Необходимые теоретические сведения.
3. Структурная схема имитационной модели системы цифровой связи.
4. Графики зависимостей вероятности ошибки от параметров помех и замираний.
5. Выводы по работе.

Контрольные вопросы:

1. Какой параметр характеризует помехоустойчивость системы цифровой связи?
2. В чем заключается принципиальная разница между системами цифровой и аналоговой связи?
3. Какая характеристика системы связи измеряется вероятностью ошибки?
4. Вероятность ошибки должна быть существенно ниже в системах передачи речевых сигналов или в системах передачи данных?
5. В чем принципиальная разница между замираниями и помехами (шумами)?

6. Каким образом воздействуют на полезный сигнал аддитивные и мультипликативные помехи?
7. Какой вид модуляции применяется в изучаемой модели?
8. Какой полезный эффект дает возможность создания подсистем?
9. В чем заключается основное преимущество маскированной подсистемы по сравнению с обычной подсистемой?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Теория электрической связи : учебное пособие / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, В. Д. Назаров. – М. : Радио и связь, 1999. – 432 с.
2. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; пер. с англ., под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Дьяконов, В. П. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем. Специальный справочник / В. П. Дьяконов, В. В. Круглов. – СПб. : Питер, 2002.
4. Дьяконов, В. П. **Simulink 4**. Специальный справочник / В. П. Дьяконов. – СПб. : Питер, 2002. – 528 с.
5. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики : учебное пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М. : Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
6. Комашинский, В.И. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования / В. И. Комашинский, А. В. Максимов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 176 с. __

Лабораторная работа №2: «ДВОИЧНОЕ КОДИРОВАНИЕ ДАННЫХ И ТАКТОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ»

Цель работы: изучение особенностей использования различных типов двоичного кодирования для систем тактовой синхронизации.

Основные сведения

Важной частью любой информационно-измерительной системы является подсистема синхронизации. Основной задачей этой системы – формирование и выделение сигналов синхронизации, что необходимо для правильного приема, обработки и передачи информации. Сигналы синхронизации делятся на две группы: тактовая синхронизация, позволяющая однозначно выделять элементарные единицы сообщения (например, биты), и групповая синхронизация, обеспечивающая уверенный прием групп элементарных элементов (байт, слов и т.п.).

Существуют два способа построения системы синхронизации. В первом случае для передачи сигналов синхронизации используется отдельный канал передачи. К недостаткам такой схемы можно отнести повышенную стоимость и перекрестные помехи между каналами, а к достоинствам – простоту реализации. Во втором случае сигналы синхронизации передаются в одном канале с передаваемой информацией, следовательно, приемный конец канала связи необходимо оборудовать специальными средствами выделения сигналов синхронизации из полезного сигнала. К достоинствам метода можно отнести снижение стоимости канала передачи, к недостаткам – повышение сложности приемо-передающей аппаратуры канала связи. Тем не менее, в настоящее время наиболее часто используется именно второй метод.

Высшим уровнем синхронизации в системах сбора и передачи информации считается *групповая* синхронизация. Это утверждение подкрепляется тем фактом, что, имея синхронизированную только по тактам последовательность битов, приемник не в состоянии выделить из нее более крупные информационные элементы. Следовательно, говорить об *обработке* информации не представляется возможным из-за ее фактического отсутствия.

Групповая синхронизация всегда осуществляется при уже установленной тактовой синхронизации. Обычно в информационной посылке содержатся два типа групп элементарных символов: *слова*, несущие элементарный объем смысловой информации (например, символ или число) и *кадры*, объединяющие несколько слов в одно информационное целое. Кадры необходимы для передачи некоторого объема связанной информации, например, части пересылаемого текста или файла.

Групповую синхронизацию можно проводить двумя способами: 1) вначале выделяются синхросигналы с частотой следования слов, а затем происходит кадровая синхронизация; 2) вначале обнаруживается кадровый синхросигнал, а затем происходит выделение сигналов пословной синхронизации.

Наиболее простой для решения задачей является выделение сигналов пословной синхронизации при наличии кадровой синхронизации. В этом случае используются простые умножители частоты. Единственным ограничением данного метода является требование одинаковости размера слов в кадре.

Тактовая синхронизация состоит в выделении из группового телеметрического сигнала импульсного напряжения, когерентного частоте следования элементарных символов сообщения. Таким образом, тактовая синхронизация тесно связана со способами кодирования передаваемой информации.

В настоящее время в цифровых системах передачи информации используются различные структуры двоичных кодов. Все эти коды можно условно разделить на три группы [5]:

- 1) без возвращения к нулю (БВН);
- 2) с возвращением к нулю (ВН);
- 3) коды, использующие метод расщепленной фазы (РФ).

Основное различие структур рассматриваемых кодов заключается в использовании тактового интервала, предназначенного для передачи двоичного символа. Первая группа использует весь тактовый интервал для передачи символа. Вторая группа под символ использует только первую половину тактового интервала, а во второй половине всегда передается состояние «0».

Отличие метода расщепленной фазы от первых двух состоит в том, что каждая половина тактового интервала предназначена для передачи своего состояния сигнала. Так, высокий уровень в первой половине тактового интервала говорит о передаче состояния «1», а высокий уровень во второй половине означает состояние «0». Те состояния, когда в обеих обе половинах тактового импульса передаются одинаковые уровни, считаются недопустимыми. На рис. 4 приведены различные структуры двоичных кодов при передаче одного и того же сообщения.

Для различных задач используются различные группы кодов. Так, для передачи цифровой информации в компьютерах используют, в основном, коды без возврата к нулю. Остальные группы кодов, как правило, применяются при передаче сигналов на большие расстояния, когда на первое место выступает необходимость передачи вместе с информацией сигналов тактовой синхронизации.

Сигналы тактовой синхронизации выделяются при помощи системы фазовой автоподстройки (ФАП). Эта система отслеживает тактовую частоту входного сигнала, поэтому очень важным моментом является наличие в спектре входного сигнала ярко выраженной спектральной составляющей. При наличии такой составляющей, задача надежного захвата и слежения за тактовой частотой решается относительно просто.

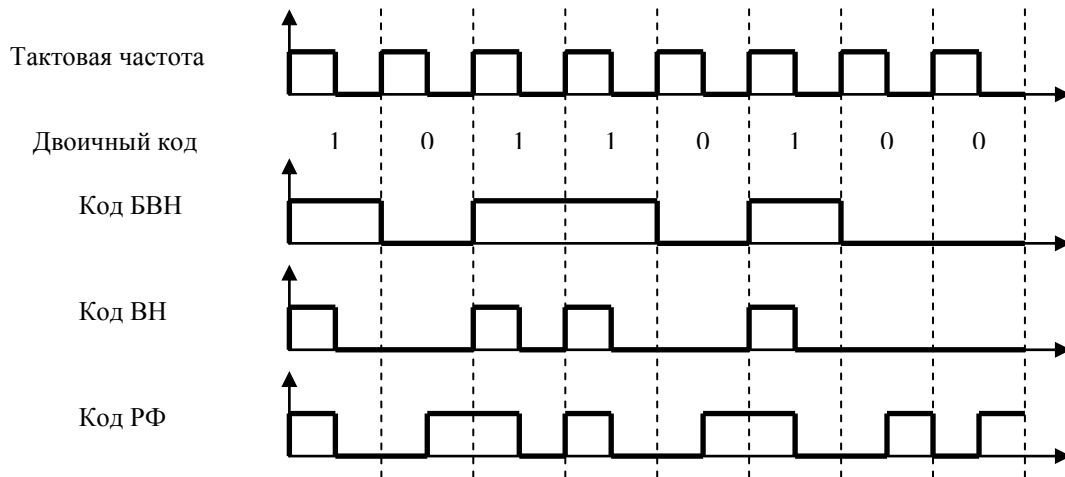


Рисунок 2.1 – Структуры

Необходимо отметить, что рассмотренные коды обеспечивают различные величины вероятности ошибочного приема отдельного бита информации, которая определяется как [6]:

$$P_{ош} = 0,5 - \Phi(h_0 \cdot \sqrt{1 - k_s}),$$

где $\Phi()$ – функция Лапласа; $h_0^2 = W_c / N_0$ – отношение энергии полезного сигнала к спектральной плотности мощности помехи на входе приемника; k_s – коэффициент взаимной корреляции сигналов $S_0(t)$ и $S_1(t)$, являющихся функциями формы сигналов нуля и единицы соответственно.

Коэффициент взаимной корреляции вычисляется следующим образом:

$$k_s = \frac{\int_0^{T_0} S_1(t) S_0(t) dt}{\int_0^{T_0} S_1^2(t) dt},$$

где T_0 – период тактового импульса.

Как было указано выше, вид спектра сигнала на входе приемника имеет большое значение для подсистемы синхронизации. Теоретическое спектральное представление для кода БВН можно описать следующим образом [5]:

$$F(x) = \frac{\sin(x)}{x} \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n e^{2jnx} \right),$$

где $x = \omega T_c / 2$; T_c – длительность элементарного символа (бита); a_n принимает значения 0 и 1 с вероятностью 0,5.

Для кода ВН спектральное представление будет иметь аналогичный вид [5]:

$$F(x) = \frac{\sin(x/2)}{x/2} \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n e^{2jnx} \right).$$

Код РФ можно представить как произведение кода БВН и сигнала тактовой частоты. В этом случае спектр кода РФ может быть вычислен как свертка спектров функции БВН и функции сигнала тактовой частоты [5]:

$$R(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(x - \lambda) G(\lambda) d\lambda,$$

где $G(x)$ – спектр функции сигнала тактовой частоты.

Примечание: При выполнении лабораторной работы следует использовать блоки библиотек пакета Simulink «Simulink», и «DSP blockset». Преобразование в последовательный код следует осуществлять с помощью сдвигового регистра, выполненного на триггерах «Simulink Extras → Flip Flops». Необходимо согласовать временной параметр блока «Random Source» (Sample time) и величину времени моделирования для получения требуемой ширины полосы частот спектрограммы (не менее чем в 4–6 раз больше частоты поступления информационных сигналов).

Задание

1) Использовать в качестве источника информации, подлежащей передаче, генератор случайных сигналов «Random Source». Выход генератора преобразовать в цифровой сигнал с разрядностью 8. Каждый отсчет цифрового сигнала следует передавать побитно в заданном кодовом формате. Получить спектр сформированного сигнала не менее чем по 256 выборкам.

2) В качестве исходного сигнала использовать синусоидальный сигнал. Сформировать зашумленный сигнал, для чего добавить к сигналу синусоиды источник, определенный для каждого варианта. Необходимые данные для задания берутся из табл. 2 согласно варианту. Следует учитывать, что в данном случае отношение сигнал/шум (ОСШ) может быть определено как отношение мощностей сигнала и шума ($\rho^2 = A^2 / \sigma^2$, где A – амплитуда

синусоиды; σ^2 – дисперсия шума). Закодировать полученный сигнал, аналогично п. 1 задания и получить спектр сформированного сигнала.

3) Используя приведенную выше формулу и табличные данные, рассчитать вероятность ошибочного приема отдельного бита информации для заданного способа кодирования.

Таблица 2

Варианты заданий

Вариант	Двоичный код	Относительная частота синусоиды	Тип шума	ОСШ
1	БВН	0,1	Равномерный	2,6
2	БВН	0,3	Гауссовский	1,7
3	РФ	0,25	Равномерный	1,0
4	ВН	0,2	Гауссовский	1,4
5	РФ	0,05	Равномерный	0,5
6	БВН	0,3	Гауссовский	1,0
7	ВН	0,4	Равномерный	0,7
8	ВН	0,2	Равномерный	2,0
9	БВН	0,35	Гауссовский	0,5
10	ВН	0,15	Гауссовский	1,5
11	РФ	0,4	Равномерный	2,6
12	РФ	0,1	Гауссовский	2,0
13	БВН	0,35	Равномерный	0,8
14	РФ	0,4	Гауссовский	1,8
15	ВН	0,2	Равномерный	2,3

Контрольные вопросы

1. Зачем нужны сигналы синхронизации?
2. Как связана задача синхронизации и способы кодирования передаваемой информации?
3. Почему в системах передачи данных находят большое распространение коды, использующие метод расщепленной фазы?
4. В каких областях применения можно использовать коды без возврата к нулю?
5. Назовите группы сигналов синхронизации и их назначение.
6. Какие способы используют при осуществлении групповой синхронизации?

Лабораторная работа №3: «ИССЛЕДОВАНИЕ КОДОВ РИДА-СОЛОМОНА В КАНАЛАХ С НЕЗАВИСИМЫМИ ОШИБКАМИ»

Цель работы:

- Исследование методов установки параметров системы передачи данных с двоичным симметричным каналом и кодом Рида-Соломона (РС).
- Исследование системы передачи данных с кодами РС при использовании канала с Гауссовскими помехами.

Задание и указания по подготовке и выполнению лабораторной работы

За 3–4 дня до занятия получить у преподавателя задание на лабораторную работу. В день предшествующий лабораторному занятию, учебная группа прибывает в лабораторию вычислительной техники (ЛВТ) для повторения основных приемов работы с программным продуктом и ознакомления с порядком выполнения лабораторной работы № 3.

В день проведения занятия студенты под руководством старших бригад обязаны:

- 1) произвести внешний осмотр рабочего места;
- 2) активизировать программу Matlab, вывести ее на рабочий стол ПЭ ВМ;
- 3) выполнить необходимые операции в соответствии с данным заданием в течение времени, отведенного на каждый вопрос.

ВОПРОС 1. Исследование методов установки параметров системы передачи данных с двоичным симметричным каналом и кодом Рида-Соломона (РС).

Для выполнения исследований необходимо составить модель канала связи, выполнив следующие операции:

- используя команду **commlibv1**, вызвать на экран структурную схему канала связи и активизировать блок кодирования информации **Error control coding**;
- в появившемся окне **Demo Error-Control Coding/Decoding Library** выбрать окно **R-S codec**;
- в новом окне выбрать систему с последовательной передачей двоичных элементов кодовой комбинации и активизировать окно зеленого цвета, которое позволяет получить эталонную модель **Binary sequence RS co/decdemo**;
- в строке главного меню нового окна активизировать слово **File** и в появившемся меню щелкнуть **New**, далее в меню справа щелкнуть **Model**, появляется свободное окно;
- используя метод буксировки, собрать модель по образцу, показанному на рис. 18.

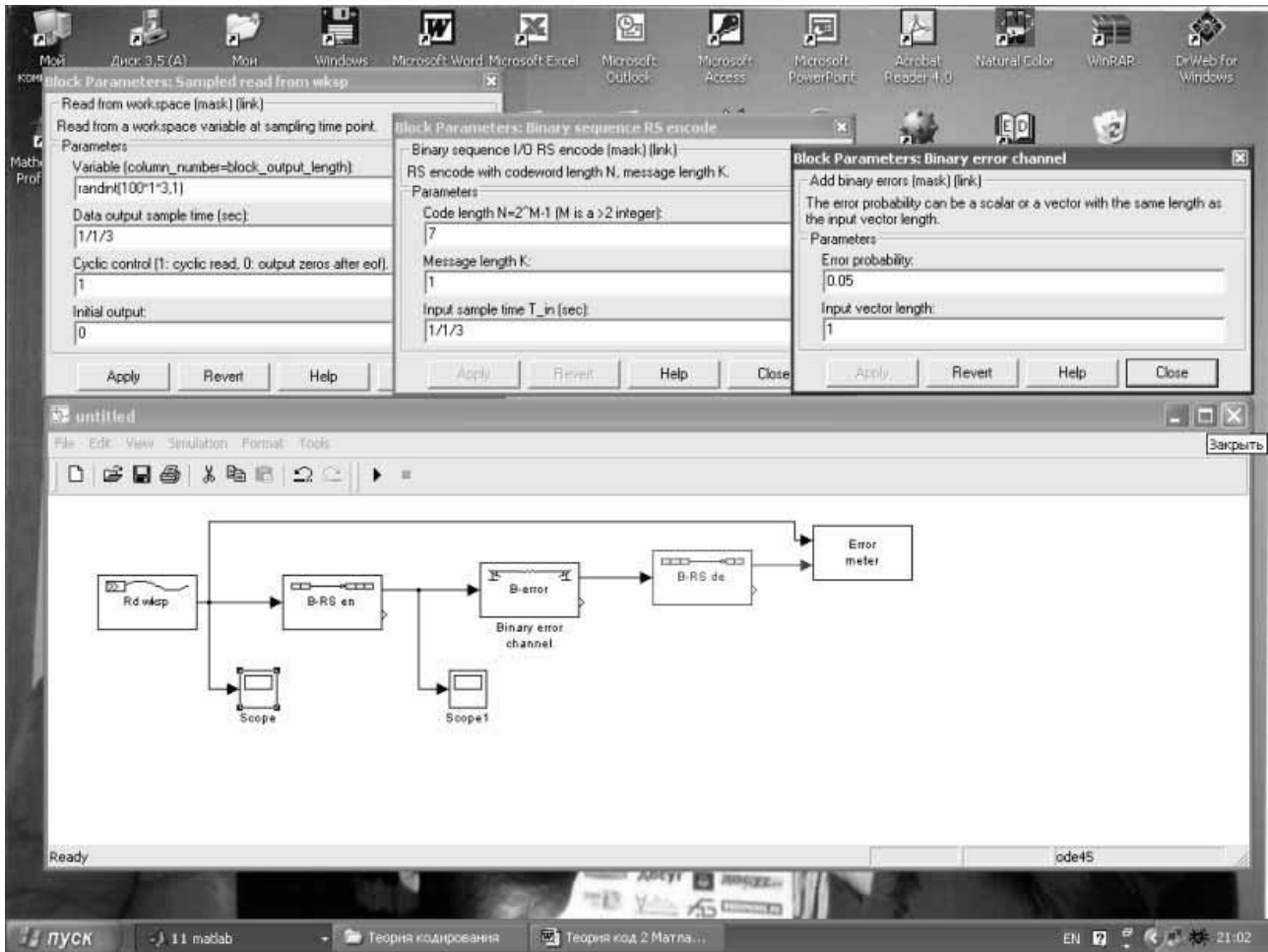


Рисунок 3.1 – Образец модели для испытания канала с кодом РС

Для понимания алгоритма работы кодера кода РС необходимо проследить и отладить все составляющие модели для их синхронной работы. Отладку модели рекомендуется начать с установки параметров источника сигнала. Установим этот блок для работы с кодом РС $(7,1,7)$, где $n = 23 - 1 = 7$; $k = 1$; тогда $d_{min} = n - k + 1$.

Выделить панель настройки этого блока. В строке **randint** установить $1*1*3,1$. В строке **Cyclic control** установить 0, настроив систему только на один цикл работы. Активизируя блок **Scope** источника сигналов, убедиться, что за 1 цикл работы источник сбрасывает в систему 3 бита, т. к. основание кода РС равно 2^3 . Параметры первоначальной настройки блоков показаны в таблице 4.

В строке **Cyclic control** установить 1. Последовательно установить: $2*1*3,1$; $3*1*3,1$; $100*1*3,1$, каждый раз запуская модель на 6 единиц модельного времени, убедиться, что цикл повторения данных от источника равен $6/2$; $6/3$ и не проявляется в последнем случае. Запуск модели осуществляется обычным образом.

Таблица 3

Параметры нас тройки блоков для настройки источника данных

Параметры источника	Параметры осциллографа	Модельное время
1*1*3,1	y _{max} – 2	6
1/1/3	y _{min} – 0	
0	time range – 6	
0		

Нас троить кодер кода РС и его осциллограф в соответствии с таблицей 5.

Таблица 4

Параметры настройки кодера

Источник	Score	Кодер	Score 1	Модельное время
1*1*3,1	y _{max} – 2	n = 7	y _{max} – 2	3
1/1/3	y _{min} – 0	k = 1	y _{min} – 0	
0	time range – 1	1/1/3	time range – 3	
0				

Сравнивая показания осциллографов, важно усвоить, что при данной конфигурации кода на 3 информационных символа кодер РС порождает 21 бит ($n=3* 23 - 1$), поступающих в канал связи. Результаты наблюдений необходимо представить преподавателю для контроля. Для дальнейших испытаний установить параметры модели в соответствии с таблицей 5.

Таблица 5

Параметры нас тройки модели

Источник	Кодер кода РС	Канал связи	Декодер кода РС	Фиксатор ошибок	Модельное время
100*1*3,1	n = 7	0.01	n = 7	3	1 000
1/1/3	k = 1	1	k = 1	20	
1	1/1/3		1/1/3	2	
0				1/1/3	

Параметры канала связи по вероятности ошибки рекомендуется изменять:

0.01; 0.05; 0.1; 0.2; 0.3.

Параметр k кода РС рекомендуется менять: 1; 3; 6.

Целесообразно фиксировать в протокол значения Symbol Transferred и Bit Transferred.

Результаты исследований занести в протокол, построить графики соответствующих зависимостей и представить их преподавателю.

ВОПРОС 2. Исследование системы передачи данных с кодами РС при использовании канала с Гауссовскими помехами.

Для выполнения исследований необходимо составить модель в соответствии с образцом, представленным на рис. 19.

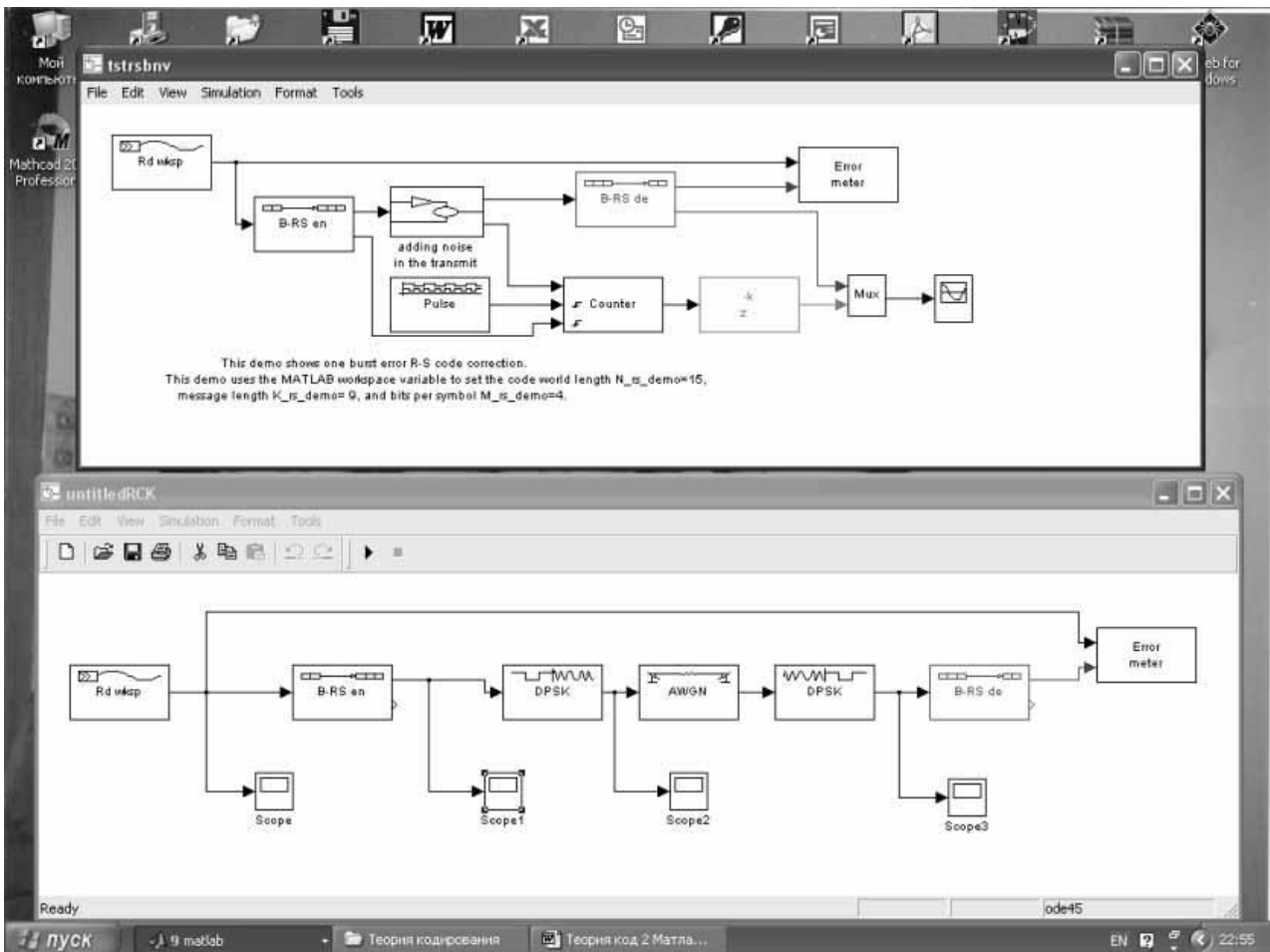


Рисунок 3.2 – Образец модели с гауссовским каналом связи

Параметры блоков модели рекомендуется установить в соответствии с таблицей 6.

Параметры настройки модели

Источник	Кодер кода PC	Канал связи	Декодер кода PC	Фиксатор ошибок	Модельное время
100*1*3,1	n = 7	0.01	n = 7	3	1 000
1/1/3	k = 1	1	k = 1	20	
1	1/1/3		1/1/3	2	
0				1/1/3	

Результаты исследований предъявить преподавателю для проверки и занести в отчет.

Содержание отчета

Отчет по лабораторной работе составляется индивидуально каждым студентом по установленной форме. Отчет должен содержать:

- исследуемые схемы и краткие их характеристики;
- описание параметров модели по блокам;
- статистические и графические результаты испытаний имитационной модели;
- выводы по работе, содержащие анализ полученных зависимостей.

Контрольные вопросы

1. Характеристики Гауссовского канала связи.
2. Порядок задания параметров кодера (декодера) модели.
3. Порядок задания параметров канала связи.
4. Порядок выявления ошибок в моделируемой системе связи.
5. Принцип настройки модулятора (демодулятора).
6. Порядок настройки дисплея.
7. Принцип расчета и установки модельного времени.
8. Порядок задания кодов БЧХ.
9. Основы построения кодов Рида-Соломона.
10. Принцип построения каскадных кодов на основе кодов PC.
11. Параметры каскадных кодов, принцип определения метрики Хэмминга.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лазарев Ю. MatLAB 5 / Ю. Лазарев. – Киев: Ирина, 2000. – 383 с.
2. Васильев К. К. Основы помехоустойчивых кодов / К. К. Васильев, Л. Я. Новосельцев, В. Н. Смирнов. – Ульяновск: УлГТУ, 2000.

3. Конспект лекций по теории кодирования и защите информации.

Лабораторная работа №4: «ИССЛЕДОВАНИЕ QPSK МОДЕМА (РЕАЛИЗАЦИЯ С ФАЗОВЫМ СДВИГОМ)»

Цель работы: изучить структуру и принцип работы квадратурной фазовой манипуляции с фазовым кодером, используемой при реализации (QPSK, OQPSK, Pi/4_PSK, MSK, GMSK) модуляторов по принципу кодирования фазовых состояний несущей частоты.

Теоретическая часть

Вариант реализации функциональной **Sim**-модели квадратурной **QPSK (Quadrature Phase Shift Key)** квадратурной фазовой манипуляции (модуляции) и кодовым принципом модуляции и демодуляции фазы несущей частоты приведен на рисунке 4.1

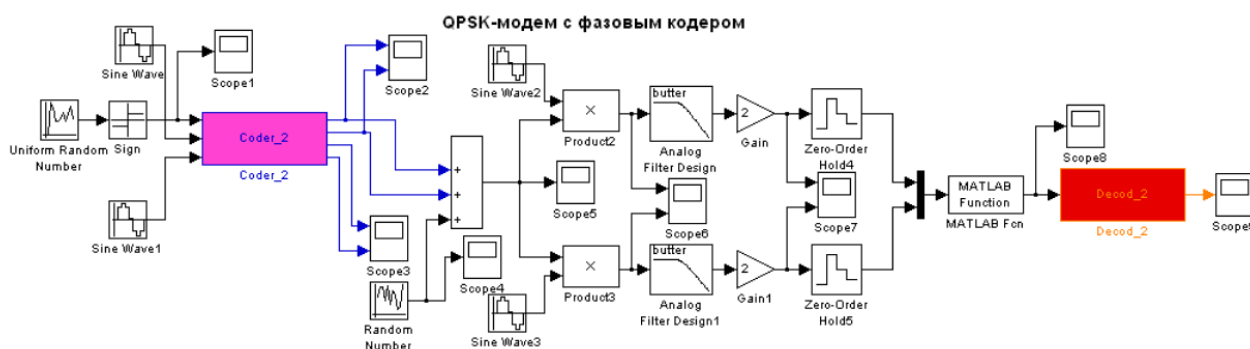


Рисунок 4.1 – Sim-модель модема QPSK квадратурной фазовой манипуляции модулятора и кодовым принципом модуляции и демодуляции фазы несущей частоты

Модуляция QPSK. Отличие данного **QPSK** модулятора с *фазовым кодером* от варианта классической реализации **QPSK** модулятора заключается в том, что здесь входной поток битовых импульсов группируется в *дибиты (символы)*. Дибиты, преобразуются вначале в импульсы по амплитуде пропорциональные фазовому состоянию φ_k .

Для обеспечения равного кодового расстояния между составляющими сигнального пространства при кодировании используется код Грея. В результате предварительного этапа **QPSK** модуляции реализуется четыре фазовых состояния для текущего символа (дибита). Соответствие дибит и фазовых состояний с учетом согласованного кодирования по Грею приведено в таблице.

Далее, фазовые состояния преобразуются в предварительные квадратурные модулирующие импульсы пропорциональные $d_I = \cos(\varphi_k)$ и $d_Q = \sin(\varphi_k)$, совпадающие по длительности с дибитом.

Таблица кодирования дибит при QPSK

Модулирующие символы (дибиты) и соответствующие им фазовые состояния			
0 0	0 1	1 0	1 1
$\pi/4$	$3 \cdot \pi/4$	$7 \cdot \pi/4$	$5 \cdot \pi/4$

Заключительный этап фазовой модуляции реализован в данном случае программно путем умножения текущих значений квадратурных составляющих I и Q несущей частоты $\cos(\omega \cdot t_k)$ и $\sin(\omega \cdot t_k)$, соответственно на значения $\cos(\varphi_k)$ и $\sin(\varphi_k)$, определяемые текущим фазовым состоянием. Математически QPSK модуляция может быть представлена следующими соотношениями:

синфазный канал –

$$\cos(\omega \cdot t_k) \cdot \cos(\varphi_k) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(\omega \cdot t_k - \varphi_k) + \cos(\omega \cdot t_k + \varphi_k)).$$

квадратурный канал –

$$\sin(\omega \cdot t_k) \cdot \sin(\varphi_k) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(\omega \cdot t_k - \varphi_k) - \cos(\omega \cdot t_k + \varphi_k)).$$

суммарный канал передачи –

$$\cos(\omega \cdot t_k) \cdot \cos(\varphi_k) + \sin(\omega \cdot t_k) \cdot \sin(\varphi_k) = \cos(\omega \cdot t_k - \varphi_k).$$

Таким образом, в канал передачи поступает сумма фазоманипулированных квадратурных составляющих несущей частоты, что соответствует аналитическому представлению фазоманипулированного сигнала [1].

Заключительный этап квадратурной фазовой манипуляции может быть реализован и в виде функциональной схемы (см. рисунок 4.2.).

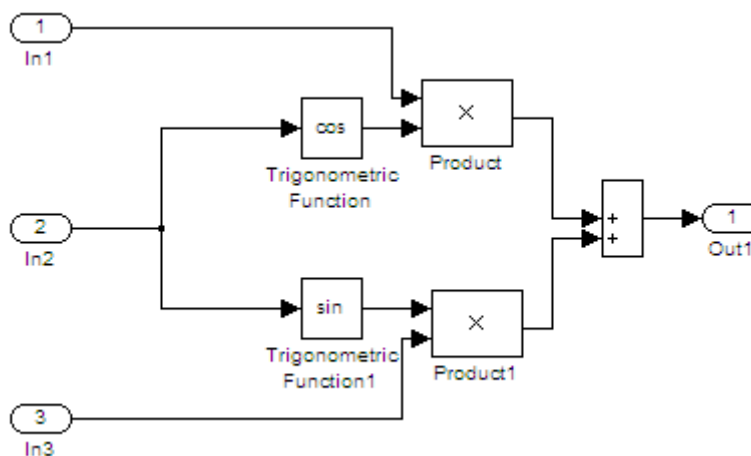


Рисунок 4.2 – Функциональная схема квадратурного фазового манипулятора

Здесь на входы **In1** и **In3** поступают квадратурные колебания несущей частоты $\cos(\omega \cdot t_k)$ и $\sin(\omega \cdot t_k)$, а на вход **In2** поступают текущие значения фазового состояния несущей φ_k . С выхода сумматора в канал передачи поступает сумма фазоманипулированных квадратурных составляющих, что соответствует фазовой манипуляции колебаний несущей частоты.

Модуляция **QPSK** является модуляцией с постоянной огибающей, но с разрывами фазы, что при ограничении полосы пропускания в трактах передачи и приема может приводить к переходным процессам и амплитудно-фазовой конверсии (**АФК**). Это не позволяет использовать в трактах передачи высокоэкономичные усилители мощности класса **C**. Резкие переходы фазовых состояний несущей требуют умеренной полосы частот в радиодиапазоне (по первым нулям спектральной плотности порядка $2/T_s$, где $T_s = 2 \cdot T_b$ – длительность символа, равная длительности дибита), однако при этом спад боковых составляющих спектральной плотности слишком медленный – порядка $1/f^2$. Последнее обстоятельство соответствует достаточно высокому уровню межканальных помех при **QPSK**, что заставляет разносить частотные каналы и, соответственно, снижает эффективность использования выделенного диапазона частот, скажем по сравнению с **MSK**.

Описанный принцип работы квадратурного фазового **PSK** манипулятора с фазовым кодером используется при реализации (**QPSK**, **OQPSK**, **Pi/4_PSK**, **MSK**, **GMSK**) модуляторов, функционирующих по принципу кодирования фазовых состояний несущей частоты. Данный принцип построения модуляторов легко переносится на общий случай **M**-арной фазовой манипуляции **8_PSK**, **16_PSK**, **32_PSK**, **64_PSK** и так далее.

Демодуляция QPSK. Демодуляция принятого квадратурно-фазо-манипулированного сигнала несущей частоты в данном случае осуществляется путем разветвления его на два канала **I** и **Q** и подачи на первые входы умножителей квадратурных каналов. На вторые входы умножителей поступают синхронизированные опорные косинусоидальные $\cos(\omega \cdot t_k)$ и синусоидальные $\sin(\omega \cdot t_k)$ колебания *исходной* несущей частоты. Математическая запись процесса демодуляции, с точностью до множителя $1/2$ может быть представлена в виде:

синфазный канал –

$$\cos(\omega \cdot t_k) \cdot \cos(\omega \cdot t_k - \varphi_k) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(\varphi_k) + \cos(2 \cdot \omega \cdot t_k - \varphi_k)).$$

синфазный канал –

$$\sin(\omega \cdot t_k) \cdot \cos(\omega \cdot t_k - \varphi_k) = \frac{1}{2} \cdot (\sin(\varphi_k) + \sin(2 \cdot \omega \cdot t_k - \varphi_k))$$

Фильтры нижних частот (**ФНЧ**), стоящие на выходах умножителей квадратурных каналов, отфильтровывают составляющие на второй гармонике несущей частоты и выделяют

изменения постоянной составляющей, пропорциональные значениям модулирующих импульсов $\frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi_k)$ и $\frac{1}{2} \cdot \sin(\varphi_k)$ квадратурных каналов.

Для завершения демодуляции необходимо выполнить операцию фазового декодера – по принятым квадратурным составляющим модулирующих импульсов $\frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi_k)$ и $\frac{1}{2} \cdot \sin(\varphi_k)$ – восстановить исходные дибиты.

Таким образом, нами дано математическое описание работы варианта модема с квадратурной фазовой манипуляцией (**QPSK** модуляции с фазовым кодером).

Описание лабораторного макета

Приведем краткое описание работы модема **QPSK** модема с кодовым принципом модуляции и демодуляции фазовых состояний несущей частоты, на основе **Sim**-модели представленной на рисунке 4.1.

Входной поток данных реализуется блоком источника случайного сигнала с равномерным распределением (**Uniform Random Number**), на выходе которого включен блок определения знака сигнала (**Sign**). Изменяя параметры блока источника **Initial seed** и **Sample time**, задаем вид случайной последовательности и длительность импульсов.

С выхода схемы формирования входной импульсной последовательности сигнал поступает на кодер-формирователь квадратурных составляющих манипулированной несущей **QPSK** модулятора (блок **Coder_2** см. рисунок 4.3).

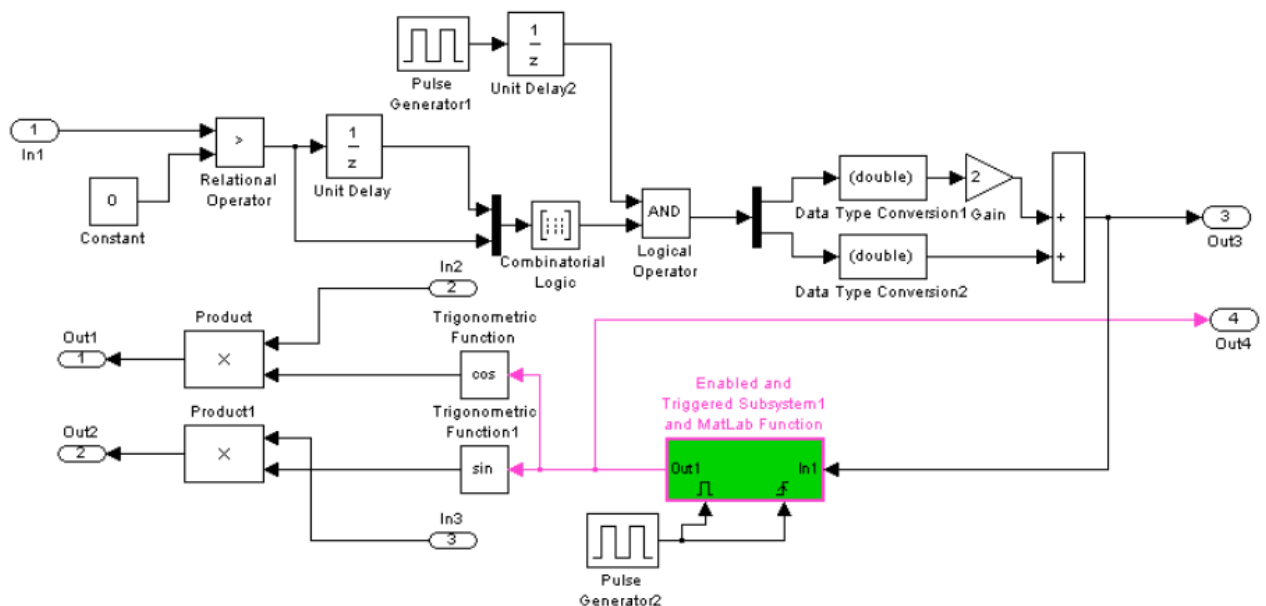


Рисунок 4.3 – Sim-модель составного блока **Coder_2** кодера-формирователя квадратурных составляющих манипулированной несущей фазового **QPSK** модулятора

Вход составного блока кодера-формирователя оформлен входным портом **In1**. В начале блока кодера-формирователя включен преобразователь двухполярной импульсной последовательности в однополярную битовую последовательность импульсов, на основе блока операции сравнения (**Relational Operator**) – в данном случае с **Constant=0**.

С выхода кодера-преобразователя однополярная битовая последовательность импульсов подается на преобразователь код-амплитуда, включающий преобразователь битовой последовательности в дибиты и преобразователь дибит в амплитуду. Преобразование битовой последовательности импульсов в векторное представление дибитов, реализованно путем подачи текущего и задержанного на один такт предыдущего импульсов на блок мультиплексора (**Mux**). С выхода мультиплексора векторное представление дибитовых импульсов подается на блок комбинаторной логики (**Combinatorial Logic**), который в каждый шаг по времени преобразует входной векторный сигнал, в соответствии с таблицей истинности, в его логическое (двоичное) представление. Далее, для выборки состояния текущего дибита, двоичное представление дибита подается на один из входов логического блока (**Logical Operator**) с операцией **И (AND)**. На второй вход логического блока поступают прямоугольные импульсы с опорного генератора (**Pulse Generator1**) с периодом следования равным длительности дибита и скважностью **2**.

Преобразование битовой последовательности импульсов в векторное представление дибитов реализовано путем подачи текущего и, задержанного на один такт предыдущего импульсов, на блок мультиплексора (**Mux**). С выхода мультиплексора векторное представление дибитовых импульсов подается на блок комбинаторной логики (**Combinatorial Logic**), который в каждый шаг по времени преобразует входной векторный сигнал в соответствии с таблицей истинности в его логическое (двоичное) представление. Далее, для выборки состояния текущего дибита, двоичное представление дибита подается на один из входов логического блока (**Logical Operator**) с операцией **И (AND)**. На второй вход логического блока поступают прямоугольные импульсы с опорного генератора (**Pulse Generator1**) с периодом следования равным длительности дибита и скважностью **2**.

С выхода логического блока двоичный логический вектор поступает на преобразователь состояния логического вектора в импульсы пропорциональные по амплитуде десятичному представлению дибита. Входным блоком преобразователя векторного (последовательного) представления логического дибита является демультиплексор (**Demux**), который переводит векторное представление двоичного дибита в параллельное (поразрядное) двоичное представление. После этого каждый разряд двоичного

представления дибита подается на блок преобразования типа данных (**Data Type Conversion**), умножается на 2^k , где k – номер разряда и поступают на вход сумматора (**Sum**).

С выхода преобразователя код-амплитуда импульсы, пропорциональные по амплитуде десятичному представлению дибита и длительностью в один такт, подаются на вход преобразователя-расширителя входных импульсов в *импульсы пропорциональные значению текущего фазового состояния и длительностью равной дибиту*. Преобразователь-расширитель представлен **ET**-подсистемой (**Enabled and Triggered Subsystem**) со встроенным блоком задания **M**-функции (**MatLab Fnc**). Входной импульс подается на основной вход подсистемы. На **E**- и **T**-входы подсистемы одновременно подается задержанная на один такт импульсная последовательность с опорного генератора (**Pulse Generator1**) с периодом следования равным длительности дибита и скважностью **2**. Встроенная **M**-функция **Cod_4_PSK** сопоставляет амплитудам входного импульса текущее фазовое состояние в соответствии с кодом Грея (см. таблицу). Наличие заданных импульсов на **E**- и **T**-входах обеспечивает расширение формируемого модулирующего импульса до длительности с бита до дибита.

С выхода преобразователя-расширителя *модулирующие импульсы пропорциональные текущему фазовому состоянию φ_k* поступают на **QPSK** модулятор несущей частоты.

С выхода формирователя преобразователя-расширителя модулирующие импульсы φ_k через блоки (**Trigonometric Function**) и (**Trigonometric Function1**) в виде импульсов пропорциональных значениям $\cos(\varphi_k)$ и $\sin(\varphi_k)$ поступают на первые входы умножителей (**Product1** и **Product2**).

На вторые входы умножителей, через порты **In2** и **In3**, поступают сигналы с внешних опорных генераторов несущей частоты, изменяющиеся по законам \sin и \cos (блоки **Sine Wave** и **Sine Wave1**) (см. рисунок 4.1). Квадратурные компоненты модулированной несущей частоты через выходные порты **Out1** и **Out2** поступают на внешний блок сумматора (**Sum**), реализующего заключительный этап модуляции. В результате с выхода сумматора получаем манипулированный (**QPSK**) сигнал.

Для контроля и визуализации работы составного блока кодера-формирователя оформлены выходные порты **Out3** и **Out4** с выходов преобразователя код-амплитуда и преобразователя-расширителя.

Внешний узел суммирования квадратурного модулятора (блок **Sum**) одновременно с генератором случайного сигнала с нормальным распределением (**Random Number**), подключенным к третьему входу, имитирует **канал передачи сигнала с шумами** (см. рисунок 4.1).

Сигнал с имитатора канала передачи подается на вход демодулятора, реализованного двумя умножителями (**Product2** и **Product3**), на первые входы которых подается принятый сигнал, а на вторые входы умножителей поступают сигналы с опорных генераторов несущей частоты, изменяющиеся по законам $\cos(\omega \cdot t_k)$ и $\sin(\omega \cdot t_k)$ (блоки **Sine Wave2** и **Sine Wave3**). С выходов умножителей сигналы поступают на ФНЧ (блоки **Analog Filter Design** и **Analog Filter Design1**), которые отфильтровывают высокочастотные составляющие сигналов умножителей, а низкочастотные составляющие усиливаются блоками **Gain** и **Gain1**. Усиленные низкочастотные составляющие спектра сигналов с ФНЧ, пропорциональные принятым квадратурным модулирующим импульсам вида и подаются для преобразования в прямоугольную форму (регенерации) на блоки экстраполяторов нулевого порядка (**Zero-Order Hold4** и **Zero-Order Hold5**).

Далее, сдвинутые на бит во времени, прямоугольные квадратурные модулирующие импульсы через мультиплексор (блок **Mux**) поступают на блок принятия решений, реализованный программно. С выхода мультиплексора квадратурные составляющие в векторной форме поступают на блок задания М-функции (**MatLab Fnc**). Встроенная М-функция **Phase_4PSK** реализует вычисление текущих значений фазы по искаженным шумами канала значениям квадратурных составляющих модулирующих импульсов.

Принятые значения фазовых состояний фазоманипулированной несущей подаются на составной блок восстановления исходной последовательности битовых импульсов **Decod_2**, реализованный программно-аппаратно (см. рисунок 4.4).

Составной блок восстановления исходной последовательности битовых импульсов по принятым фазовым состояниям несущей реализован на основе блока Е-подсистемы (**Enabled Subsystem**) со встроенным блоком задания М-функции (**MatLab Fnc**) и управляемого опорным генератором прямоугольных импульсов (**Pulse Generator1**) через блок определения момента пересечения порогового значения (**Hit Crossing**). Встроенная М-функция **Decod_4psk_i_q** реализует декодирование фазовых состояний в последовательность допустимых значений дибит.

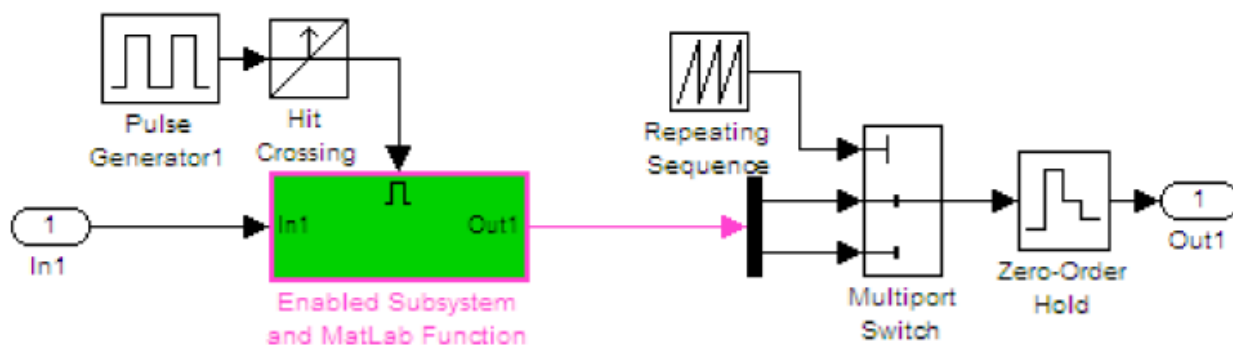


Рисунок 4.4 – Sim-модель составного блока Decod_2 восстановления исходной последовательности битовых импульсов по принятым фазовым состояниям несущей

Схема восстановления исходной битовой последовательности импульсов по восстановленным дибитам реализована на основе блока демультиплексора (**Demux**) и двухпортового переключателя (**Multiport Switch**) управляемого генератором пилообразного напряжения (**Repeating Sequence**). На выходе схемы восстановления для исключения нежелательных скачков включен блок экстраполятора нулевого порядка (**Zero-Order Hold**). Схемой восстановления дибиты переводятся демультиплексором в параллельное (поразрядное) представление. Значения младшего и старшего разрядов текущего дибита подаются на входные порты двухпортового переключателя, которые управляющим генератором пилообразного напряжения, поочередно на длительность бита, коммутируются на выход. На выходе экстраполятора в результате появляется восстановленная исходная битовая последовательность импульсов.

Схема восстановления исходной последовательности импульсов может быть реализована на основе простого переключателя (**Switch**), управляемого опорным генератором прямоугольных импульсов (**Pulse Generator**) с периодом равным биту и скважностью **2**.

Для визуализации работы **QPSK** модема с кодовым принципом модуляции и демодуляции фазовых состояний приведены осциллограммы осциллографов (**Scope**), подключенных к узловым точкам функциональной модели, и, отображающие основные этапы преобразования сигнала в модуляторе и демодуляторе.

На рисунке 3.3 приведена осциллограмма входной импульсной последовательности, сформированной источником случайного сигнала с равномерным распределением и блоком определения знака сигнала.

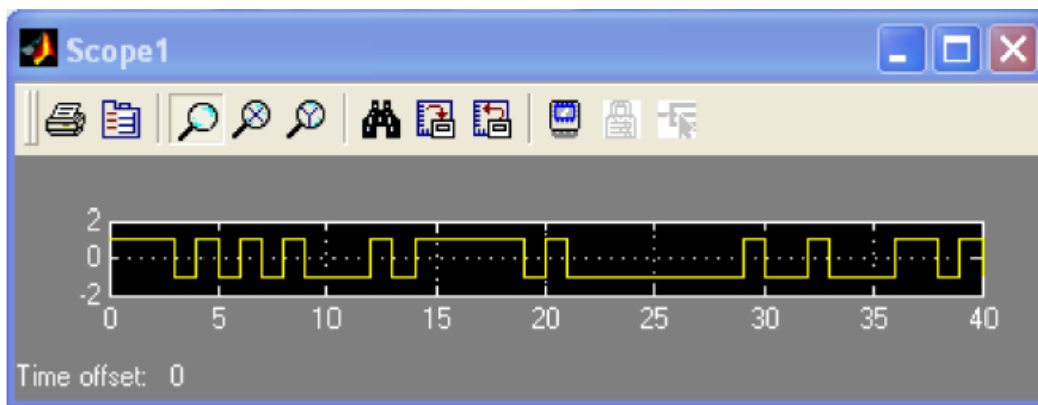


Рисунок 4.5 – Осциллограмма входной импульсной последовательности

На рисунке 4.6 приведены осциллограммы квадратурных составляющих манипулированной несущей частоты модулятора **QPSK** модулятора, сформированные кодером-формирователем (блок **Coder_2**).

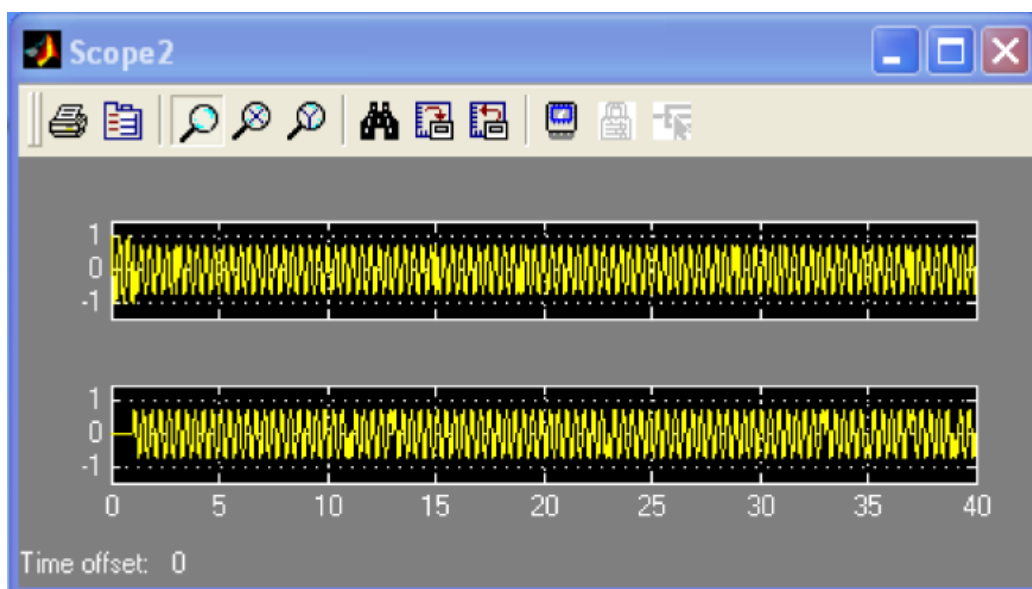


Рисунок 4.6 – Осциллограммы квадратурных составляющих манипулированной несущей частоты модулятора QPSK

На рисунке 4.7 приведены осциллограммы выходов преобразователя код-амплитуда, преобразователя-расширителя.

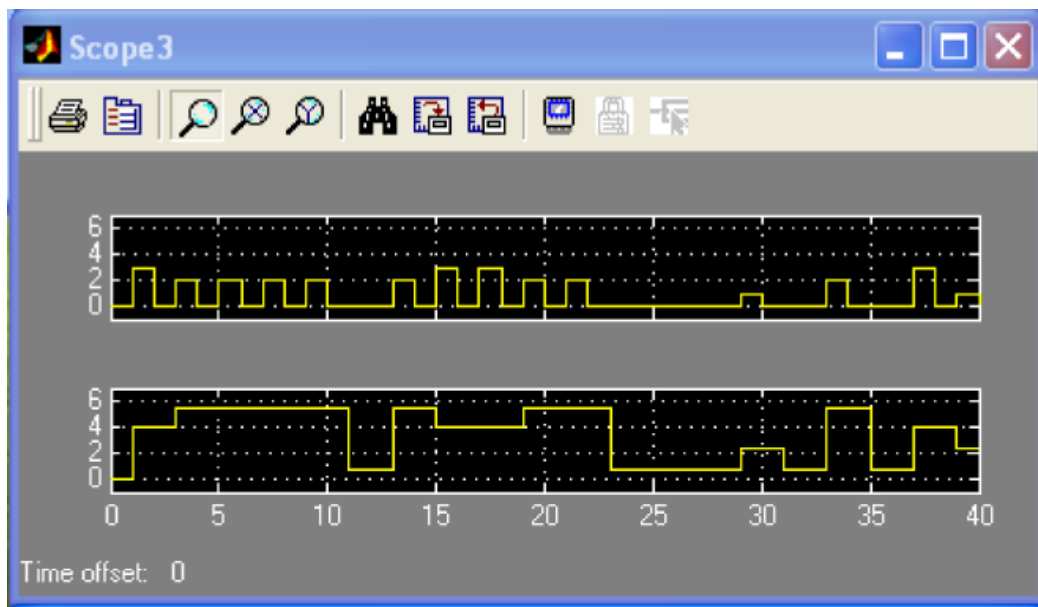


Рисунок 4.7 – Осциллограммы выходов преобразователя код-амплитуда, преобразователя-расширителя и нормированных квадратурных модулирующих импульсов модулятора MSK

На рисунке 4.8 приведена осциллограмма случайной импульсной последовательности имитатора шумов канала передачи блока **Random Number** (источника случайного сигнала с нормальным распределением уровня).

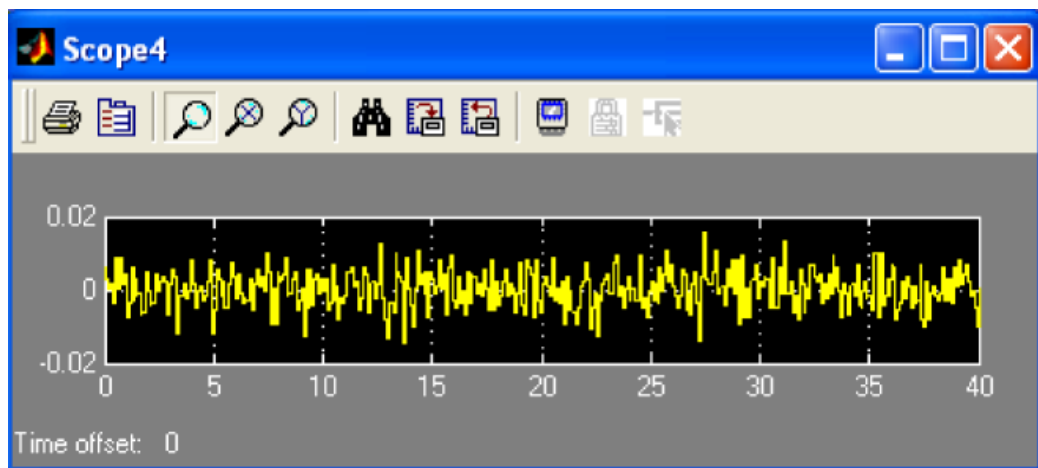


Рисунок 4.8 – Осциллограмма случайной импульсной последовательности имитатора шумов канала передачи (блока Random Number)

На рисунке 4.9. приведена осциллограмма принятого квадратурно-фазоманипулированного (**QPSK**) сигнала на входе демодулятора.

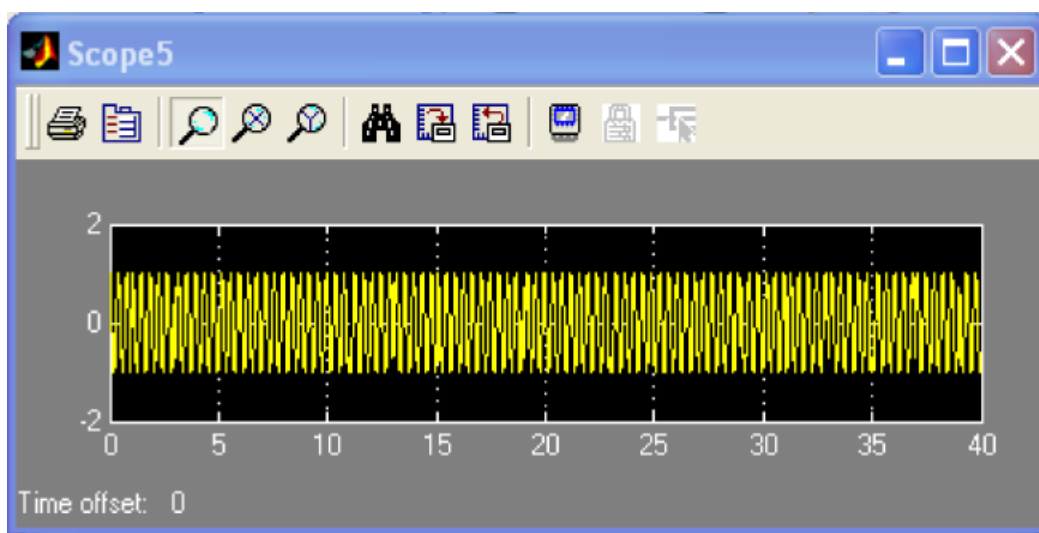


Рисунок 4.9 – Осциллограмма принятого принятого квадратурно-фазо-манипулированного (QPSK) сигнала

На рисунке 4.10 приведены осциллограммы принятых квадратурных составляющих фазо-манипулированного **QPSK** сигнала на входах **ФНЧ** демодулятора.

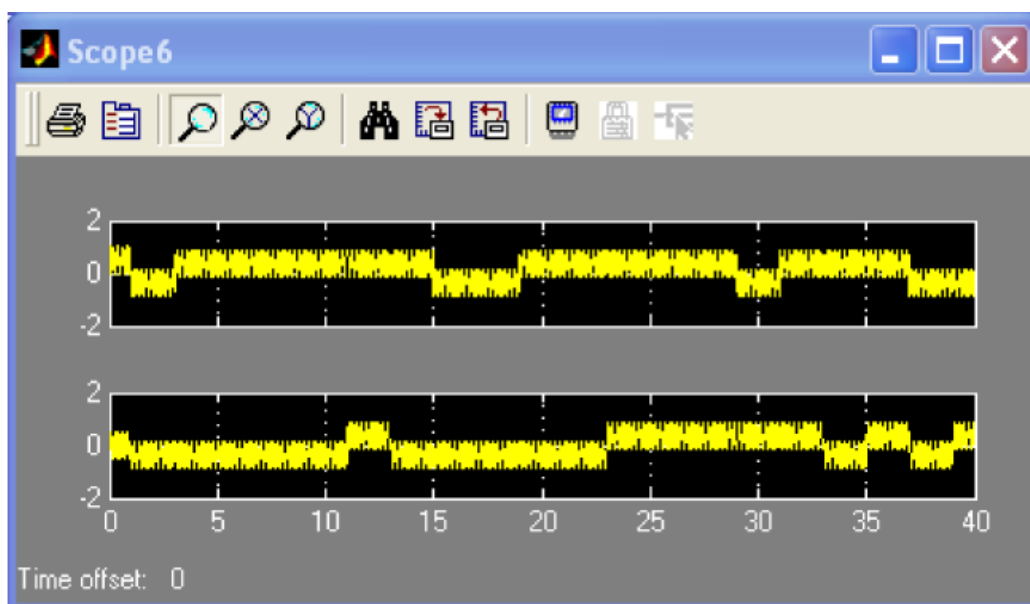


Рисунок 4.10 – Осциллограммы квадратурных составляющих фазо-манипулированного QPSK сигнала на входах ФНЧ демодулятора.

На рисунке 4.11 приведены осциллограммы квадратурных составляющих демодулированных импульсов на выходах **ФНЧ** демодулятора, соответствующих принятым модулирующим импульсам квадратурных каналов модулятора **QPSK**.

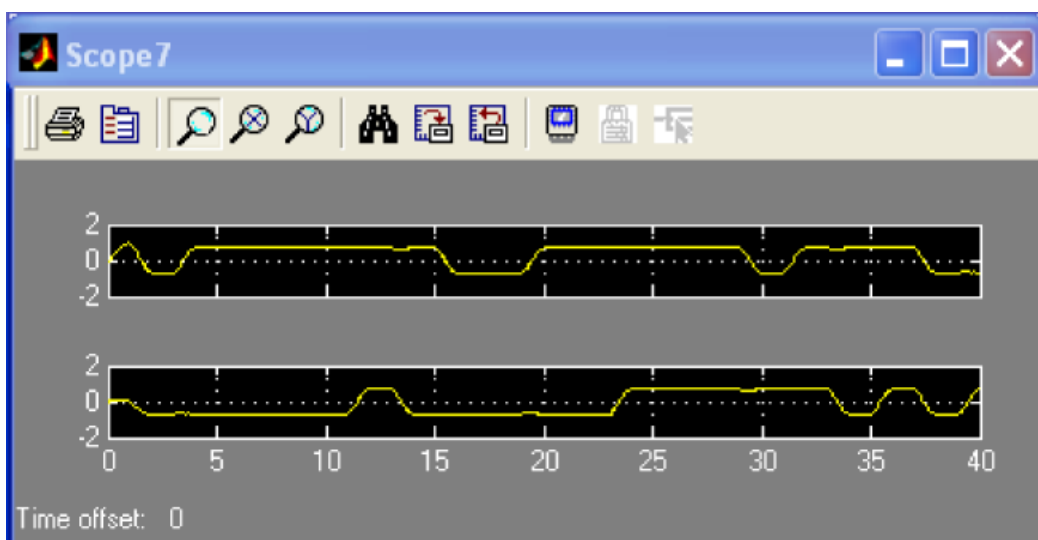


Рисунок 4.11 – Осциллограммы квадратурных составляющих демодулированных импульсов на выходах ФНЧ демодулятора.

На рисунке 4.12 приведены осциллограммы принятых, демодулированных и восстановленных схемой принятия решений модулирующих импульсов отражающих фазовые состояния несущей сигнала.

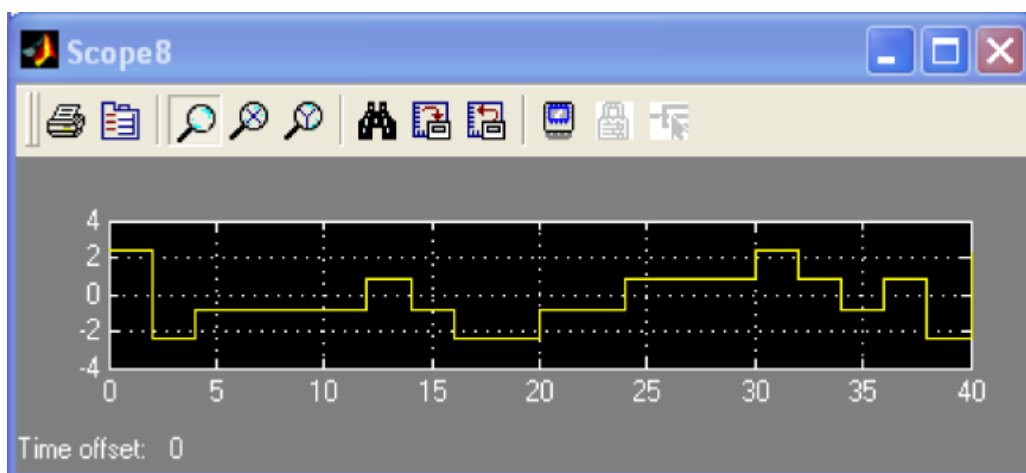


Рисунок 4.12 – Осциллограммы принятых, демодулированных и восстановленных схемой принятия решений фазовых состояний несущей сигнала

На рисунке 4.13 приведена осциллограмма принятого сигнала на выходе схемы восстановления исходной битовой последовательности импульсов по принятым фазовым состояниям несущей сигнала.

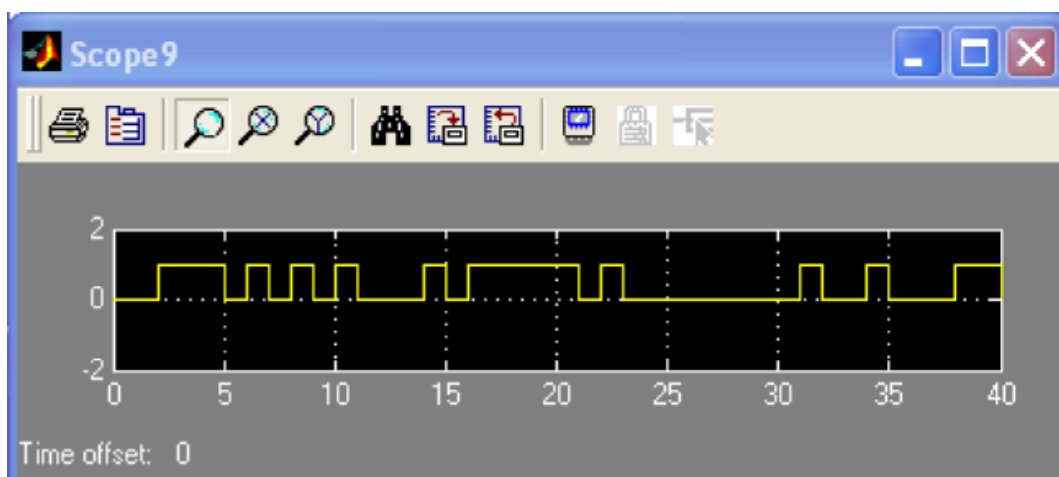


Рисунок 4.13 – Осциллограммы принятого сигнала на выходе схемы восстановления исходной битовой последовательности импульсов

Основным достоинством квадратурной фазовой манипуляции является **удвоение** *длительности модулирующих импульсов квадратурных каналов*, то есть *снижение требуемой скорости передачи битов вдвое*, а, следовательно, *сокращение требуемой полосы пропускания канала вдвое*. Кроме того, **квадратурная реализация модуляции, позволяет на приемном пункте, используя опорные колебания несущей частоты разделять ортогональные составляющие несущей и восстанавливать исходный модулирующий сигнал** (когерентный и некогерентный прием).

Экспериментальное задание

1. Собрать Sim-модель для исследования QPSK модема с двухбитовым фазовым кодером, в соответствии с рисунком 1.1.
2. Выставить параметры блоков Sim-модели, согласованные с исходными параметрами блока источника случайного сигнала с равномерным распределением (Uniform Random Number), например: Minimum = -1; Maximum = 1; Initial seed = 11; Sample time = 2.
3. Пронаблюдать и зафиксировать основные осциллограммы, иллюстрирующие работу QPSK модема с фазовым кодером.
4. Изменить параметр Initial seed блока источника случайного сигнала с равномерным распределением (Uniform Random Number) и пронаблюдать работу модулятора при другой входной последовательности.
5. Изменить параметр Sample time на (1 или 0.5) блока источника случайного сигнала с равномерным распределением (Uniform Random Number), выставить согласованные параметры остальных блоков Sim-модели, пронаблюдать работу QPSK модема и сделать выводы.

6. Изменив М-функцию блока MatLab Fnc, встроенного в блок Enabled and Triggered Subsystem, изменить используемую фазовую диаграмму $0 \rightarrow \frac{\pi}{4}, 1 \rightarrow 3 \cdot \frac{\pi}{4}, 2 \rightarrow 7 \cdot \frac{\pi}{4}, 3 \rightarrow 5 \cdot \frac{\pi}{4}$ на диаграмму вида $0 \rightarrow 0, 1 \rightarrow \frac{\pi}{2}, 2 \rightarrow 3 \cdot \frac{\pi}{2}, 3 \rightarrow \pi$) и убедиться в работоспособности QPSK модулятора.
7. Модернизировать функциональную схему фазового кодера, исключив блок Combinatorial Logic и преобразователь код-амплитуда, заменив последний ЕТ-подсистемой (Enabled and Triggered Subsystem) с блоком задания М-функций (MatLab Fnc).
8. Преобразовать схему восстановления исходной битовой последовательности импульсов по принятым фазовым состояниям несущей, реализованную на основе двухпортового переключателя (Multiport Switch), управляемого генератора пилообразного напряжения (Repeating Sequence), в схему на основе простого переключателя (Switch), управляемого опорным генератором прямоугольных импульсов (Pulse Generator) с периодом равным дибиту и скважностью 2.

Контрольные вопросы

1. Что такое квадратурная модуляция и каковы ее достоинства?
2. Объясните модуляцию сигнала при помощи комплексной формы записи сигнала.
3. Какие преимущества при представлении гармонических сигналов дает комплексная запись?
4. Объясните принцип работы модулятора **QPSK** с фазовым кодером.
5. Почему в **QPSK** модуляторе используют ортогональные сигналы $\cos(\omega \cdot t)$ и $\sin(\omega \cdot t)$?
6. Объясните принцип работы преобразователя, дибитов в модулирующие фазовые импульсы (по длительности равные дибиту), используемого в **QPSK** модуляторе.
7. Какую функцию в схеме выполняет блок **Enabled and Triggered Subsystem** со встроенным блоком **MatLab Fnc**?
8. Какую функцию в схеме выполняют блоки **Sign** и **Relational Operator**?
9. Опишите изменения в спектре сигнала при расширении его длительности во временной области в два раза.
10. Как влияет увеличение длительности бита в квадратурных каналах в два раза на скорость передачи информации?
11. В чем преимущества манипуляции **QPSK**?
12. В чем основной недостаток манипуляции **QPSK**?
13. Чем отличается модулятор **QPSK** с фазовым кодером от модулятора без кодера?
14. Изобразите функциональную схему квадратурного фазового модулятора.

15. Изобразите функциональную схему квадратурного фазового демодулятора.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд., исправл.: Пер. с англ. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003.-1104 с.
2. В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов Системы мобильной связи: Учебное пособие для вузов /; Под ред. В.П. Ипатова. – М.:Горячая линия – Телеком, 2003.- 272с.
3. Гулятьев А.К. **MatLab 5.3**. Имитационное моделирование в среде **Windows**: Практическое пособие. – СПб.: КОРОНА Принт, 2001.- 400 с.
4. Черных И.В. **Simulink**: среда создания инженерных приложений. /Под общ. ред. В.Г.Потемкина – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003.- 496 с.
5. Дьяконов В.П. **MatLab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6**. Основы применения. Сер. Библиотека профессионала. - М.: СОЛОН-Пресс, 2005.-800 с.
6. Дьяконов В.П. **MatLab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6** в математике и моделировании. Сер. Библиотека профессионала. - М.: СОЛОН-Пресс, 2005.-576 с.