

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Сибирский федеральный университет

# **СИСТЕМЫ СВЯЗИ**

## **ПОДВИЖНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ**

Учебно-методическое пособие

*Электронное издание*

Красноярск  
СФУ  
2012

УДК 621.396.93(07)  
ББК 32.884.1я73  
С409

Составитель: Боев Никита Михайлович

**С409 Системы связи.** Подвижные системы связи: учебно-методическое пособие [Электронный ресурс] / сост. Н. М. Боев. – Электрон. дан. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. – Систем. требования: PC не ниже класса Pentium I; 128 Mb RAM; Windows 98/XP/7; Adobe Reader V8.0 и выше. – Загл. с экрана.

Включает краткие теоретические сведения и задания к практическим и лабораторным занятиям по цифровым системам связи, необходимые для аудиторной и самостоятельной работы при изучении дисциплин «Системы связи», «Подвижные системы связи». Моделирование выполняется в среде графического программирования Simulink.

Предназначено для студентов специальностей 210302.65 «Радиотехника» (очная и заочная формы обучения) и 160905.65 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» по кодификатору ГОС ВПО-2, а также магистров направления 210400.68 «Радиотехника» и студентов специальностей 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы» и 162107.65.00.02 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» специализации «Международные информационные и телекоммуникационные системы на транспорте» по кодификатору ФГОС ВПО-3.

УДК 621.396.93(07)  
ББК 32.884.1я73

© Сибирский  
федеральный  
университет, 2012

Учебное издание

Подготовлено к публикации  
редакционно-издательским отделом БИК СФУ

Подписано в свет 14.11.2012 г. Заказ 10578.  
Тиражируется на машиночитаемых носителях.

Редакционно-издательский отдел  
Библиотечно-издательского комплекса  
Сибирского федерального университета  
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79  
Тел/факс (391)206-21-49. E-mail [rio@sfu-kras.ru](mailto:rio@sfu-kras.ru)  
<http://rio.sfu-kras.ru>

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....</b>	<b>4</b>
<b>ВВЕДЕНИЕ .....</b>	<b>5</b>
<b>1 ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ .....</b>	<b>7</b>
1.1 Структура систем цифровой связи .....	7
1.2 Пропускная способность систем связи .....	9
1.3 Передача данных в канале с ограниченной полосой.....	11
1.4 Цифровые виды модуляции, их спектральная и энергетическая эффективность .....	14
1.5 Передающая часть систем цифровой связи.....	20
1.5.1 Кодирование источника .....	23
1.5.2 Канальное кодирование.....	25
1.5.3 Формирователь комплексной огибающей сигнала .....	27
1.5.4 Формирующий фильтр .....	28
1.5.5 Квадратурный модулятор.....	30
1.6 Канал связи .....	31
1.7 Приемная часть систем цифровой связи.....	32
1.7.1 Петля восстановления несущего колебания .....	35
1.7.2 Петля символьной синхронизации.....	37
1.7.3 Автоматическая регулировка усиления.....	39
1.7.4 Решение фазовой неоднозначности .....	40
1.7.5 Демодуляция сигнала .....	43
<b>2 ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ.....</b>	<b>45</b>
Задание 1. Моделирование передающей части цифровой системы связи .....	46
Задание 2. Моделирование канала связи .....	52
Задание 3. Моделирование приемной части цифровой системы связи.....	57
Задание 4. Моделирование системы восстановления несущего колебания .....	64
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....</b>	<b>69</b>

## СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АБГШ	– аддитивный белый гауссов шум
АКФ	– автокорреляционная функция
АМн	– амплитудная манипуляция
АРУ	– автоматическая регулировка усиления
АФУ	– антенно-фидерное устройство
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
БПФ	– быстрое преобразование Фурье
ДИКМ	– дифференциальная импульсно-кодовая манипуляция
ИХ	– импульсная характеристика
МСИ	– межсимвольная интерференция
ОСШ	– отношение сигнал/шум
ПЛИС	– программируемая логическая интегральная схема
ФАПЧ	– фазовая автоподстройка частоты
ФМн	– фазовая манипуляция
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь
ЦОС	– цифровая обработка сигналов
ЦСП	– цифровой сигнальный процессор

## ВВЕДЕНИЕ

Движущей силой экономики современного постиндустриального общества являются научные разработки, создаваемые в первую очередь на основе таких производственных ресурсов, как информация и знания. Процессы интеграции компьютерных, информационных и коммуникационных технологий в единую систему дают возможность открывать новые общесистемные свойства, позволяя создавать все более продуктивные методы организации жизни как отдельного человека, так и всего мирового сообщества. Ключевую роль в организации этих процессов занимают современные способы передачи информации.

Переход к каждому новому поколению систем связи позволяет передавать все больше полезной информации: так, если в 80-х годах прошлого столетия скорость передачи данных мобильных абонентов не превышала 10 кбит/сек, в 90-х годах скорость возросла на порядок – до сотен кбит/сек, в новом тысячелетии скорость возросла уже до единиц и десятков Мбит/сек, а затем и до 1 Гбит/сек. На сегодняшний день стала возможной организация прямых видеоконференций со многим количеством участников, разбросанных по всему миру; передача больших объемов видео-, аудио- и текстовой информации за считанные секунды любому жителю нашей планеты. Основой такого технического прорыва в сфере коммуникаций стала цифровая связь.

Передача информационных сообщений в цифровой (дискретной) форме имеет ряд особенностей по сравнению с передачей в аналоговой (непрерывной) форме. При цифровой передаче сообщений появляется возможность уйти от аппаратных погрешностей элементов, создавать блоки цифровой обработки сигналов с абсолютно идентичными параметрами, становится возможной регенерация (восстановление) передаваемой информации, искаженной помехами при передаче по каналу связи. Принципиально новые методы цифровой обработки сигналов позволяют создавать устройства с уникальными характеристиками, недоступными для методов аналоговой обработки сигналов. При передаче данных в дискретной форме появляется возможность обеспечить сколь угодно малую вероятность ошибки при приеме информации. Архитектура цифровой системы связи может полностью определяться на программном уровне и изменяться в процессе работы устройства для более эффективного использования спектрального и энергетического ресурса канала связи при постоянно изменяющихся условиях распространения сигнала в канале.

Цифровые системы связи являются основой современных систем связи и подвижных систем связи (систем мобильной связи), теоретическому и практическому изучению которых и посвящены данные методические указания. Они могут использоваться студентами для аудиторной и самостоятельной работы. Методические указания состоят из двух частей. В первой части приводятся краткие теоретические сведения по элементам систем цифровой связи, а во второй – задания к практическим и лабораторным работам, соответствующие содержанию теоретической части. Они выполняются в среде блочного имитационного моделирования Simulink MATLAB. Время на выполнение практических и лабораторных работ определяется учебной (рабочей) программой дисциплины для каждой специальности и направления подготовки, коды и названия которых приведены на титульном листе методических указаний.

# 1 ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ

## 1.1 Структура систем цифровой связи

Основные элементы цифровой системы связи в общем виде показаны на рисунке 1.1 [13]. Источник информации может выдавать данные для передачи по каналу связи как в цифровом виде (современные носители цифровой информации, различные датчики с цифровым интерфейсом и т. д.), так и в аналоговом виде (аналоговые датчики, передача звука и изображения и др.). В независимости от типа источника информации данные должны быть представлены в как можно более сжатом цифровом виде. Процесс эффективного преобразования данных в последовательность двоичных символов называется *кодированием источника* или *сжатием данных*. Как правило, данные на цифровых носителях являются уже сжатыми (например, формат цифрового кодирования звуковой информации с потерями MP3, алгоритмы сжатия видеоинформации MPEG, алгоритм сжатия изображений JPEG), тогда как данные с аналоговых источников информации зачастую слишком избыточны и требуют сжатия.

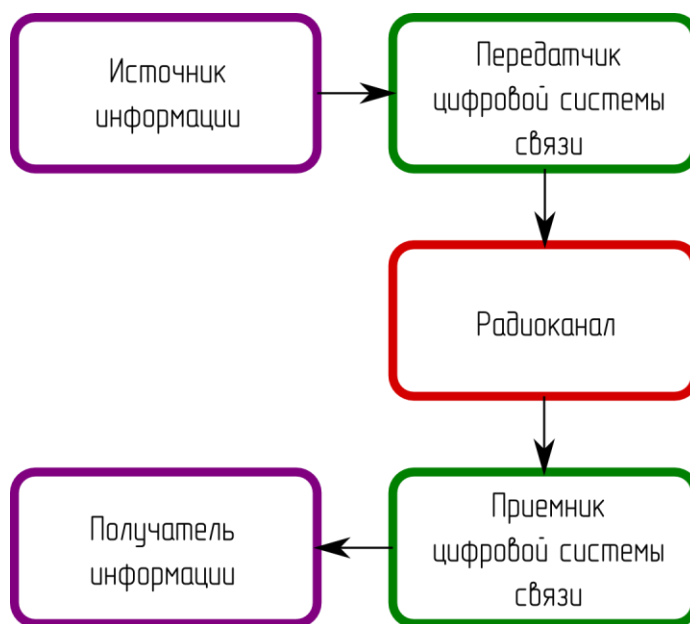


Рисунок 1.1 – Элементы цифровой системы связи

С выхода кодера источника данные поступают на передатчик цифровой системы связи, в котором выполняется *канальное кодирование* данных и *цифровая модуляция*. Процедура канального кодирования состоит в добавлении некоторой избыточности в цифровую последовательность данных источника информации. На стороне приемника цифровой системы связи избыточность

может быть использована для обнаружения и исправления ошибок в принимаемых данных. Простейшим примером канального кодирования является передача одних и тех же данных несколько раз, в этом случае на приемной стороне решение принимается при помощи мажоритарной системы (по принципу большинства). В некоторых случаях передающая система содержит дополнительный блок кодирования, в котором выполняется *шифрование* передаваемых данных. Под шифрованием понимаются операции преобразования информации из открытой в закрытую и обратно с целью ограничения доступа к передаваемой информации при передаче по открытым каналам связи.

Под *каналом связи* понимается физическая среда, в которой происходит распространение информационного сигнала. При беспроводной связи в качестве такой среды выступает свободное пространство. Передаваемый по каналу связи сигнал подвержен *аддитивному шуму, межсимвольной интерференции, затуханию*, воздействиям *промышленных и атмосферных помех* и другим факторам, которые вносят искажения в передаваемый сигнал.

Приемная часть цифровой системы связи содержит *системы синхронизации* с принимаемым сигналом, *цифровой демодулятор*, системы *канального декодирования, дешифрования* сигнала и интерфейс выдачи полезных данных пользователю. При необходимости на приемной стороне системы связи реализуется преобразование цифрового сигнала в аналоговую форму. Как правило, приемная часть системы связи является более сложной в сравнении с передающей частью. Это вызвано в первую очередь необходимостью синхронизации с принимаемым сигналом по частоте и фазе несущего колебания, по частоте следования импульсов (символьной частоте), по словной и кадровой частоте. Реализация блоков канального декодирования сигнала более затратна с точки зрения вычислительных ресурсов, чем кодирования сигнала в передатчике. Зачастую приемная часть системы связи вынуждена работать при очень низких отношениях сигнал/шум (ОСШ), что требует от разработчика реализации наиболее эффективных методов цифровой обработки сигналов.

В зависимости от типа и назначения системы связи выделяют каналы *симплексные, полудуплексные и дуплексные*. При симплексной организации канала связи данные передаются только в одном направлении. Примерами симплексных цифровых систем связи являются сети цифрового радио- и телевидения, линии телеметрического контроля и т. д. Дуплексный режим работы системы связи позволяет передавать данные в обоих направлениях одновременно за счет физического разделения сигналов (частотное, кодовое, пространственное, поляризационное разделение). В полудуплексном режиме работы системы связи происходит временное разделение потоков данных, при этом сигналы передаются по одному каналу связи в разное время.



## 1.2 Пропускная способность систем связи

Пропускная способность канала связи  $C$  с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) является функцией средней мощности принятого сигнала  $S$ , средней мощности шума  $N$  и ширины полосы пропускания  $W$ . Верхняя граница пропускной способности канала связи определяется *теоремой Шеннона-Хартли* [13]:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right),$$

где  $C$  – пропускная способность канала связи, бит/сек;

$W$  – ширина полосы пропускания системы, Гц;

$S$  – средняя мощность принятого сигнала, Вт;

$N$  – средняя мощность шума, Вт.

Теоретически информация по каналу связи может быть передана со сколь угодно малой ошибкой при любой скорости передачи данных  $R$ , удовлетворяющей условию  $R \leq C$ , что достигается при помощи использования сложных методов кодирования. В случае, если  $R > C$ , передача данных со сколь угодно малой вероятностью ошибки невозможна.

При сравнении различных видов модуляции обычно оперируют не соотношением сигнал/шум, а отношением энергии бита к плотности мощности шума, которая определяется следующим образом:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left( \frac{W}{R} \right),$$

где  $E_b$  – энергия бита, Вт/бит/сек;

$N_0$  – плотность мощности шума, Вт/Гц.

Таким образом, выражение верхней границы пропускной способности канала связи может быть модифицировано:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} 2^{C/W} - 1 .$$

На рисунке 1.2 показан график зависимости отношения нормированной полосы пропускания сигнала  $W/C$  от отношения энергии бита к плотности мощности шума  $E_b/N_0$ . Как видно из рисунка, существует нижнее предельное значение  $E_b/N_0$ , при котором ни при какой скорости передачи нельзя осуществить безошибочную передачу информации. Это значение  $E_b/N_0$  называется *пределом Шеннона*:

$$\frac{E_b}{N_0} = \ln(2) = -1,59 \text{ дБ} .$$

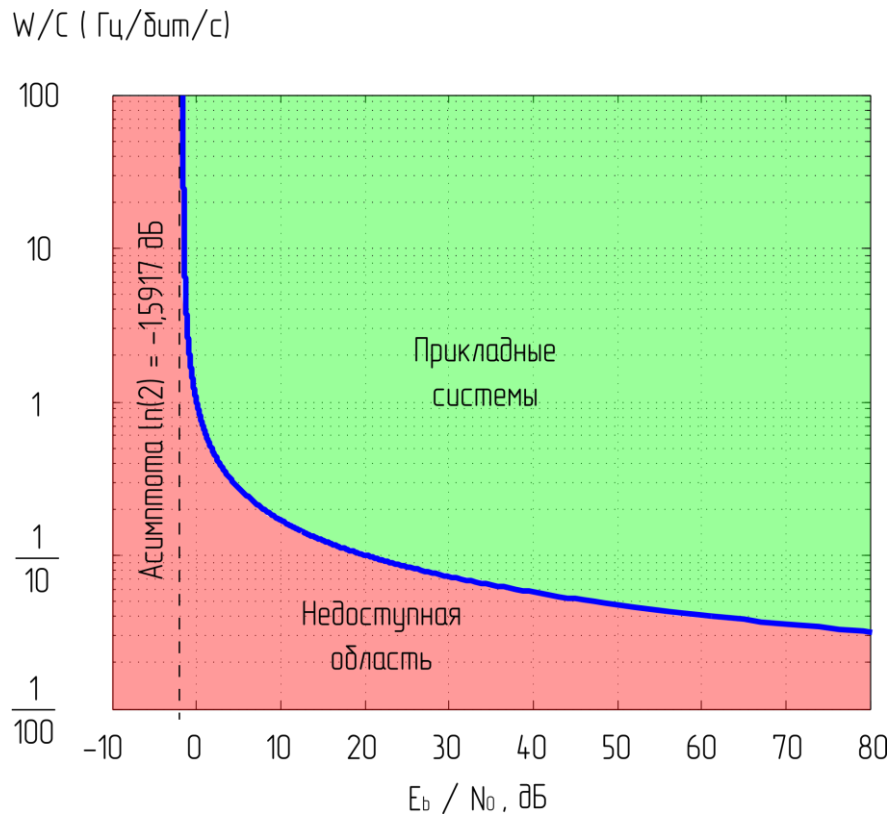


Рисунок 1.2 – Зависимость нормированной полосы пропускания канала от отношения энергии бита к плотности мощности шума

Шеннон теоретически доказал существование кодов, которые могут улучшить вероятность битовой ошибки или снизить требуемое значение  $E_b/N_0$  от уровней некодированных двоичных систем модуляции до уровней, приближающихся к предельной кривой. Одной из основных задач разработчика современных систем цифровой связи является повышение спектральной эффективности модуляции, т. е. уменьшение отношения  $W/R$  (рис. 1.2) до теоретического предела, что возможно при использовании современных методов канального кодирования. В настоящее время лучше всего приблизиться к пределу позволяет использование турбокодирования.

### 1.3 Передача данных в канале с ограниченной полосой

Современные системы связи работают в условиях жесткого дефицита частотного ресурса, организация доступа к услугам сети абонентов многоканальной системы связи требует ограничения спектра сигнала от каждого абонентского передатчика для исключения взаимного влияния сигнала на сигналы других абонентов этой же сети и на сигналы других систем связи. В условиях постоянно возрастающих требований к цифровым системам связи по скорости передачи данных возникает необходимость в максимально возможном ограничении спектра сигнала передатчика и повышению его спектральной эффективности.

Ограничение спектра сигнала происходит при помощи *формирующего фильтра*. При ограничении спектра полезного сигнала происходит его искажение во временной области. На рисунке 1.3 показан пример фильтрации полезного сигнала в виде прямоугольных импульсов с бесконечным спектром.

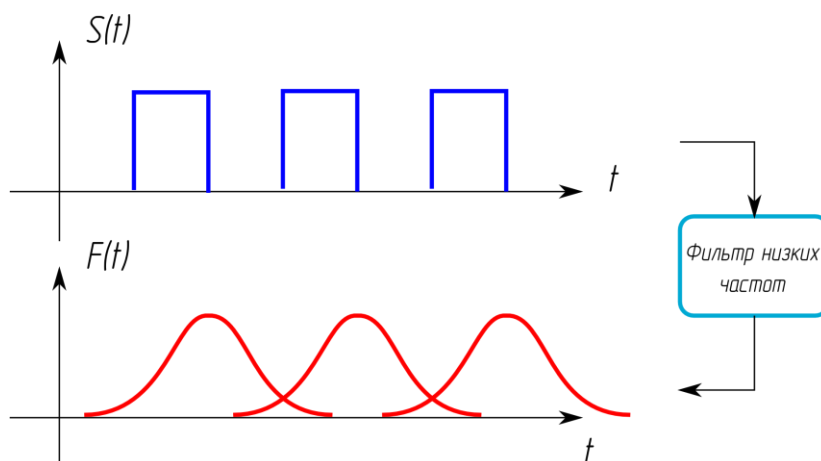


Рисунок 1.3 – Искажение формы полезного сигнала при ограничении его спектра

Сглаживание фронтов прямоугольных импульсов приводит к их расширению и взаимному перекрытию соседних импульсов, этот эффект получил название *межсимвольной интерференции* (МСИ). Межсимвольная интерференция позволяет сузить спектр передаваемого сигнала при ухудшении качества передачи информации за счет повышения вероятности битовой ошибки.

Исследованиями проблем межсимвольной интерференции занимался Гарри Найквист. Он доказал, что минимальная теоретическая ширина полосы пропускания системы, требуемая для передачи данных со скоростью  $R_s$  символов в секунду без влияния межсимвольной интерференции, равна  $R_s/2$  (*теорема Найквиста о МСИ*). Для передачи данных без МСИ необходимо использование *идеального фильтра Найквиста*, амплитудно-частотная харак-

теристика (АЧХ) которого имеет прямоугольную форму, как показано на рисунке 1.4.

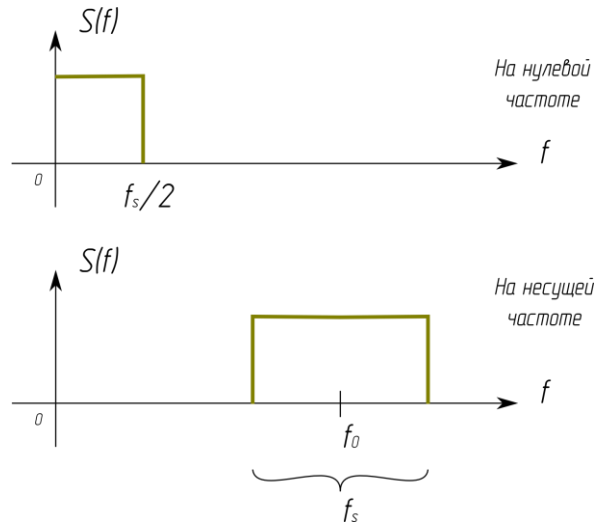


Рисунок 1.4 – Амплитудно-частотная характеристика идеального фильтра Найквиста

Импульсная характеристика (ИХ) низкочастотного фильтра Найквиста находится при помощи обратного преобразования Фурье и является *sinc*-функцией (рис. 1.5).

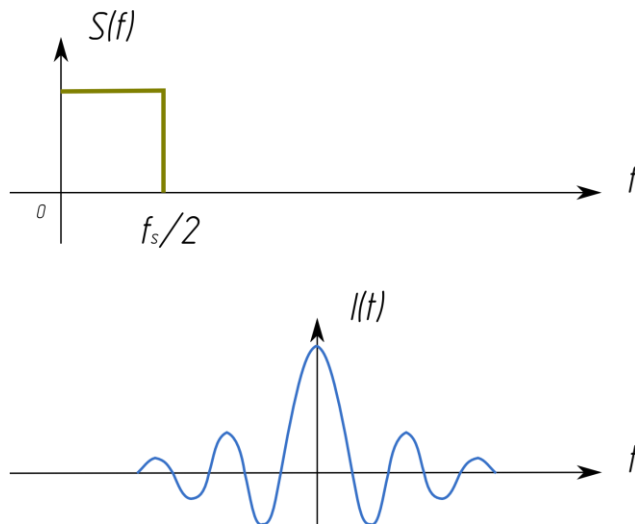


Рисунок 1.5 – АЧХ фильтра Найквиста и его импульсная характеристика

Импульс, описываемый данной *sinc*-функцией, называется *идеальным импульсом Найквиста*, он имеет бесконечную длительность во временной об-

ласти, главный лепесток и бесконечное количество боковых лепестков. На рисунке 1.6 показан принцип работы формирующего фильтра Найквиста.

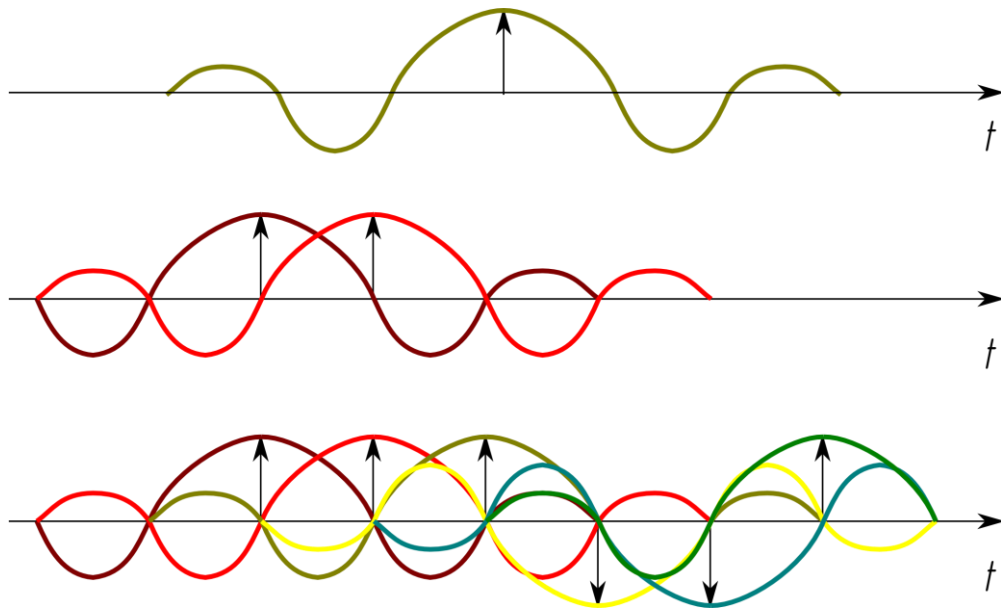


Рисунок 1.6 – Формирование сигнала в фильтре Найквиста

На вход фильтра Найквиста поступают дельта-импульсы, соответствующие информационному битовому потоку, каждый из которых формирует отклик фильтра в виде его ИХ (верхний график на рисунке 1.6). Как видно на втором графике, отклик фильтра на второй входной дельта-импульс накладывается на первый таким образом, что взаимное влияние в узлах дискретизации импульсов отсутствует. На нижнем графике рисунка 1.6 видно, что отклики от всех соседних импульсов равны нулю в моменты взятия отсчетов для каждого конкретного импульса.

Очевидно, что реализация фильтра Найквиста с бесконечной ИХ невозможна, поэтому для ограничения длительности ИХ *sinc*-функцию домножают на оконную (весовую) функцию. Наиболее популярными реализациями фильтра Найквиста в системах цифровой связи являются фильтры с характеристикой приподнятого косинуса и корня из приподнятого косинуса, которые будут рассмотрены далее.

## 1.4 Цифровые виды модуляции, их спектральная и энергетическая эффективность

Как и в аналоговых видах модуляции, при цифровой модуляции изменяемыми параметрами могут быть амплитуда, частота и фаза гармонического колебания. Ключевым отличием цифровых методов модуляции от аналоговых является дискретное изменение этих параметров по заданному правилу в соответствии с передаваемым дискретным информационным сообщением. Из-за дискретности изменения параметров сигнала цифровую модуляцию часто называют *манипуляцией*.

Одним из самых простейших видов манипуляции сигнала является *амплитудная манипуляция* (АМн), на рисунке 1.7 приведен пример четырехпозиционной амплитудной манипуляции. Стоит отметить, что именно амплитудная манипуляция использовалась в первом в мире радиоприемнике Александра Степановича Попова.

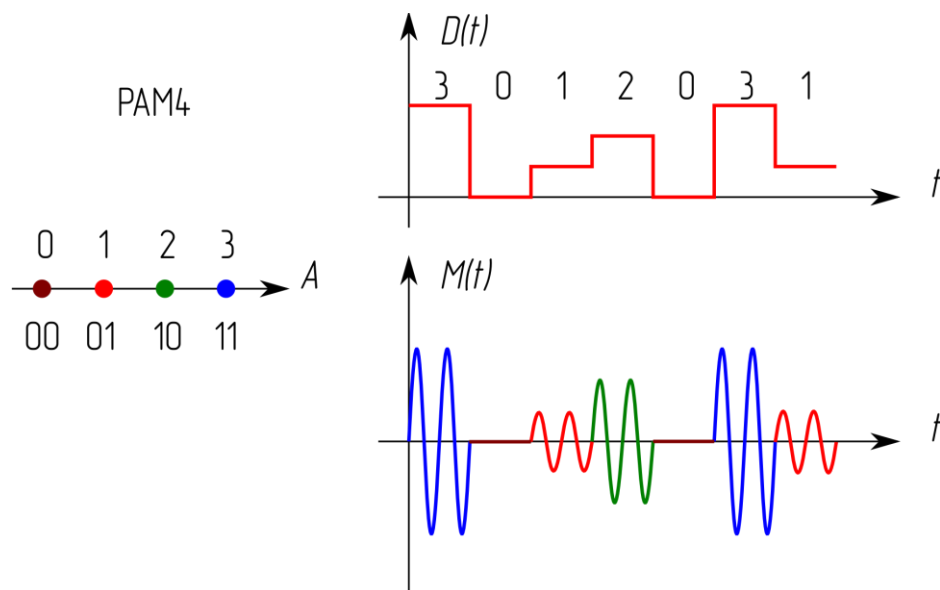


Рисунок 1.7 – Четырехпозиционная амплитудная манипуляция

При АМн модулированный сигнал имеет вид:

$$M(t) = D(t) \cdot A_0 \sin 2\pi f_0 t + \varphi_0 ,$$

где  $M(t)$  – модулированный сигнал;

$D(t)$  – данные для передачи;

$A_0$  – амплитуда несущего колебания;

$f_0$  – частота несущего колебания;

$\varphi_0$  – начальная фаза несущего колебания.

Другой разновидностью цифровой манипуляции является *частотная манипуляция* (ЧМн). В этом случае изменяемым параметром является частота гармонического колебания (рис. 1.8).

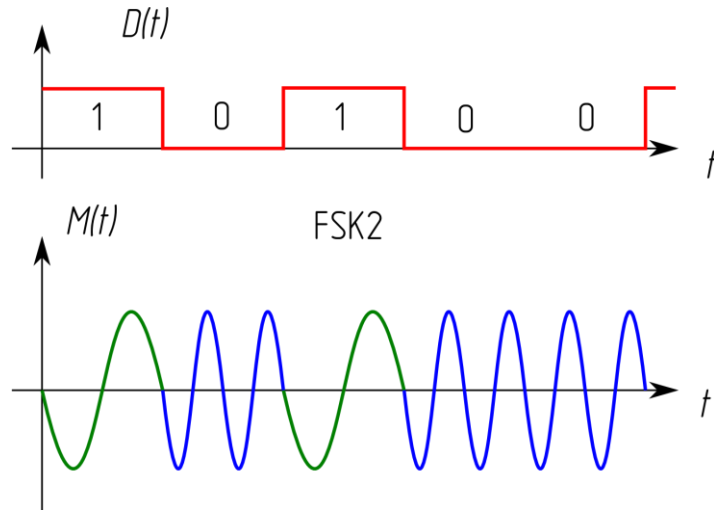


Рисунок 1.8 – Двоичная частотная манипуляция

При ЧМн модулированный сигнал имеет следующий вид:

$$M(t) = A_0 \sin(2\pi f_0 t + 2\pi f_d D(t) + \varphi_0),$$

где  $M(t)$  – модулированный сигнал;

$A_0$  – амплитуда несущего колебания;

$D(t)$  – данные для передачи;

$f_0$  – частота несущего колебания;

$\varphi_0$  – начальная фаза несущего колебания;

$f_d$  – *девиация частоты*.

При *фазовой манипуляции* (ФМн) изменяемым параметром является фаза гармонического колебания (рис. 1.9). При двоичной фазовой манипуляции модулированный сигнал имеет вид:

$$M(t) = \begin{cases} A_0 \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0), & \text{if } D(t) = 0; \\ A_0 \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \pi), & \text{if } D(t) = 1, \end{cases}$$

где  $M(t)$  – модулированный сигнал;

$A_0$  – амплитуда несущего колебания;

$D(t)$  – данные для передачи;

$f_0$  – частота несущего колебания;

$\varphi_0$  – начальная фаза несущего колебания.

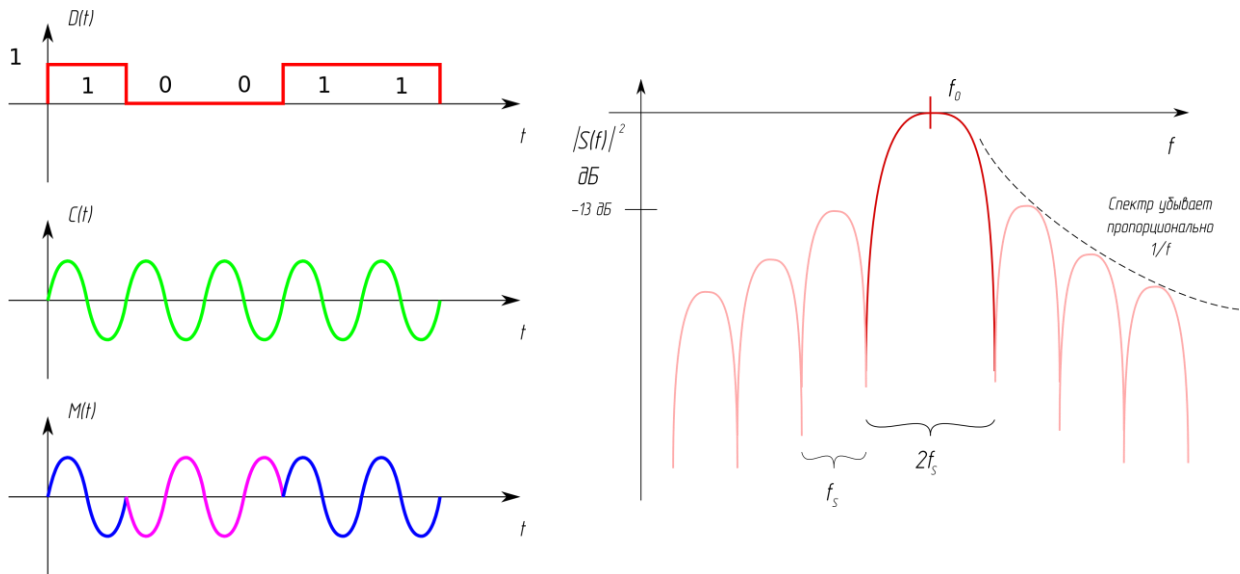


Рисунок 1.9 – Двоичная фазовая манипуляция и ее спектр

Главное преимущество фазовой и частотной манипуляций различных порядков заключается в том, что амплитуда гармонического колебания остается всегда неизменной. Это снижает требования к выходным каскадам усилителей мощности передатчиков по линейности и динамическому диапазону.

Наибольшее распространение на сегодняшний день получили различные виды *квадратурной амплитудной манипуляции* (КАМ). Доказано, что квадратурная амплитудная манипуляция является наиболее эффективным видом модуляции [13]. В современных системах подвижной связи, начиная с поколения 2.75G (EDGE), произошел переход к фазовым видам манипуляции и квадратурным видам амплитудной манипуляции высоких порядков [18].

На рисунке 1.10 показаны сигнальные созвездия фазовых видов манипуляции BPSK, QPSK, 8PSK и квадратурной амплитудной манипуляции QAM16 на комплексной плоскости.



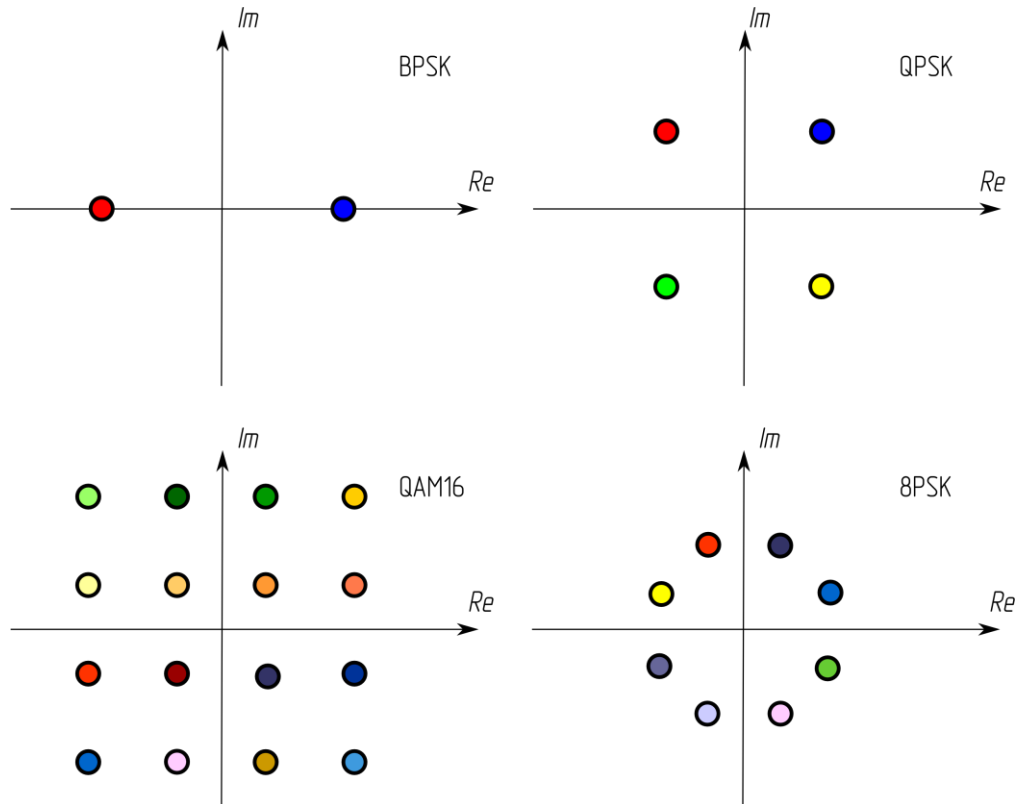


Рисунок 1.10 – Сигнальные созвездия фазовых видов манипуляции BPSK, QPSK, 8PSK и квадратурной амплитудной манипуляции QAM16

Квадратурная амплитудная модуляция реализуется на практике при помощи *таблицы соответствий (таблицы истинности)*, в которой для каждого входного символа определена одна точка на комплексной плоскости. Модулятор в таких системах называют *формирователем комплексной огибающей*. Выходной сигнал формирователя комплексной огибающей фильтруется и поступает на *квадратурный модулятор*, выполняющий перенос спектра сигнала на несущую или промежуточную частоту.

Для сравнения различных видов модуляции, как правило, используют два критерия: критерий *спектральной эффективности* модуляции и критерий *энергетической эффективности* модуляции. Спектральная эффективность модуляции характеризует полосу частот, необходимую для передачи полезной информации с заданной скоростью. Энергетическая эффективность модуляции определяет мощность, необходимую для передачи информации с заданной достоверностью (с заданной вероятностью битовой или символьной ошибки).

На рисунке 1.11 приведены энергетические характеристики некоторых видов модуляции. Как видно, двоичная фазовая манипуляция BPSK и квадратурная фазовая манипуляция QPSK имеют одинаковую зависимость вероятности битовой ошибки от отношения  $E_b/N_0$ . Это вызвано тем, что для передачи данных с одной и той же битовой скоростью при квадратурной фазовой

манипуляции необходима вдвое меньшая полоса частот. На рисунке хорошо видно, что фазовая манипуляция с числом точек в созвездии, равном 16, имеет примерно равные характеристики с квадратурной амплитудной манипуляцией с числом точек в созвездии, равном 64, т. е. при неизменных прочих условиях переход от PSK16 к QAM64 позволит повысить скорость передачи данных в полтора раза.

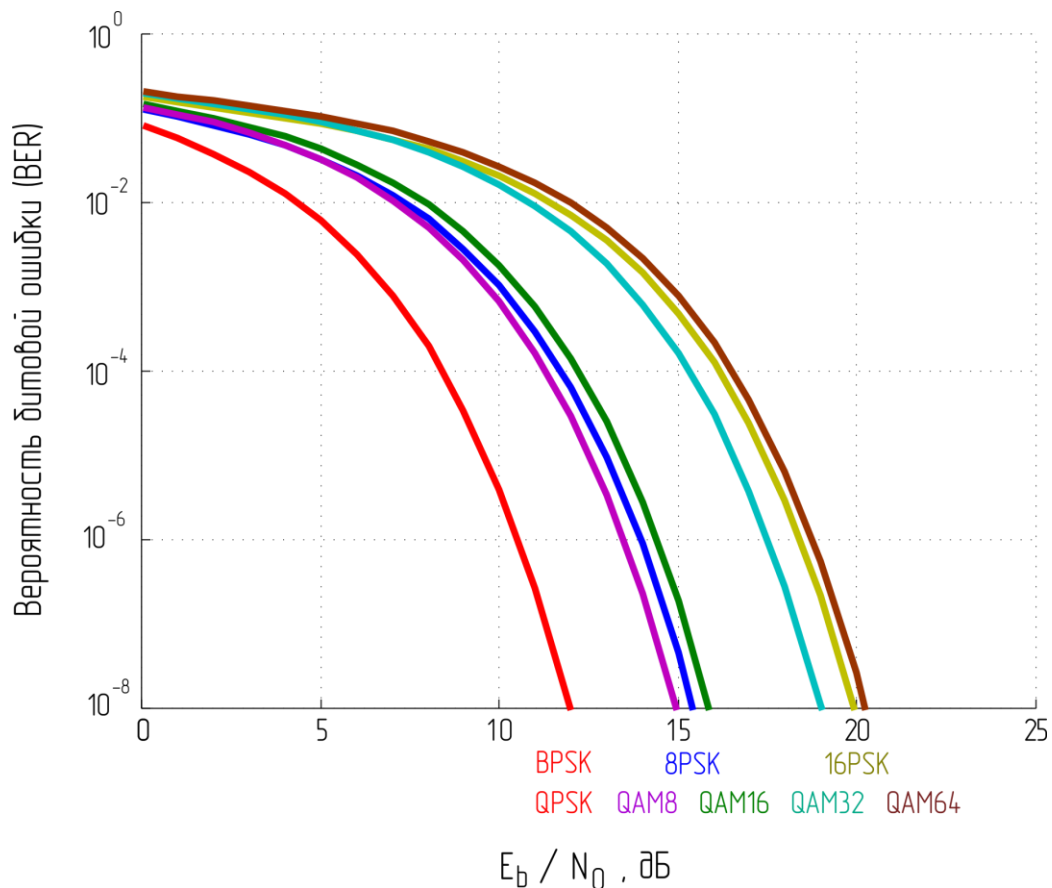


Рисунок 1.11 – Энергетическая эффективность различных видов цифровой модуляции

При создании эффективных созвездий квадратурной амплитудной манипуляции пользуются следующими двумя правилами:

- 1) необходимо, чтобы среднеквадратическое значение модулей всех векторов созвездия было нормировано на единицу;
- 2) точки созвездия располагают таким образом, чтобы максимизировать наименьшее евклидово расстояние между двумя точками.

Прямоугольные созвездия квадратурной амплитудной манипуляции не являются оптимальными с точки зрения указанных выше критериев, но являются наиболее часто используемыми в силу возможности простой реализации демодулятора.

Спектральная эффективность различных видов модуляции и систем связи определяется по отношению скорости передачи данных к занимаемой полосе частот  $R/W$  [бит/сек/Гц] (рисунок 1.12).

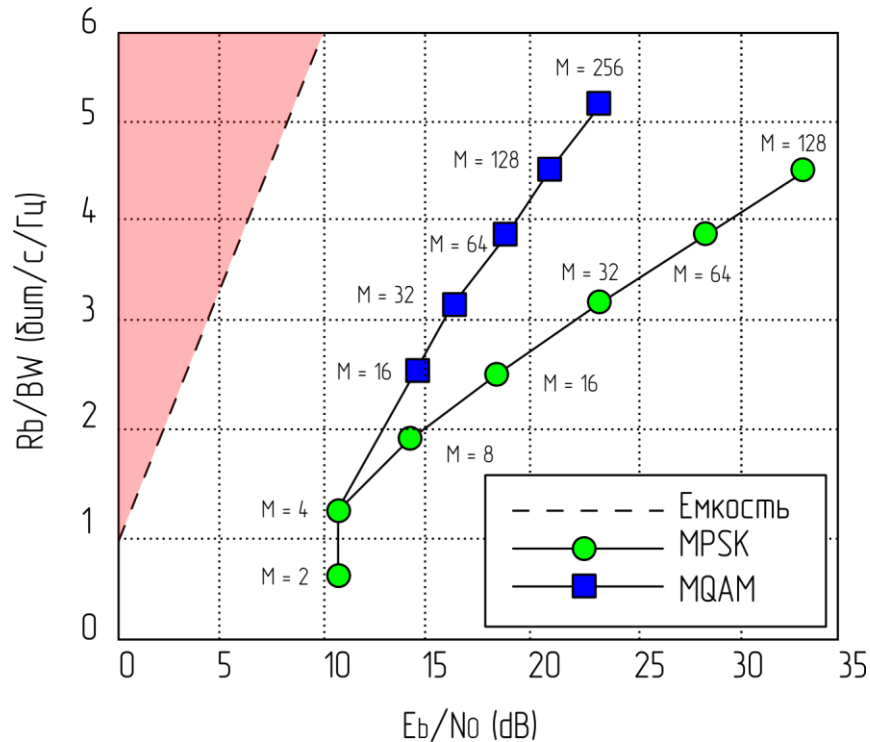


Рисунок 1.12 – Спектральная эффективность различных видов цифровой модуляции

Как видно из рисунка 1.12, фазовая манипуляция проигрывает по спектральной эффективности квадратурной амплитудной манипуляции. В условиях постоянно возрастающих требований к цифровым системам связи по эффективному использованию спектра возникает необходимость использования видов манипуляции все больших порядков. Так, например, на сегодняшний день известны линии радиорелейной связи с модуляцией QAM1024. Необходимо отметить, что использование столь высоких порядков манипуляции ограничивается в первую очередь нелинейностью аналоговых трактов современных систем связи, искажениями, вносимыми средой распространения сигнала, и параметрами систем синхронизации приемника.

### 1.5 Передающая часть систем цифровой связи

На рисунке 1.13 показаны основные этапы обработки сигнала в передающей части системы цифровой связи.

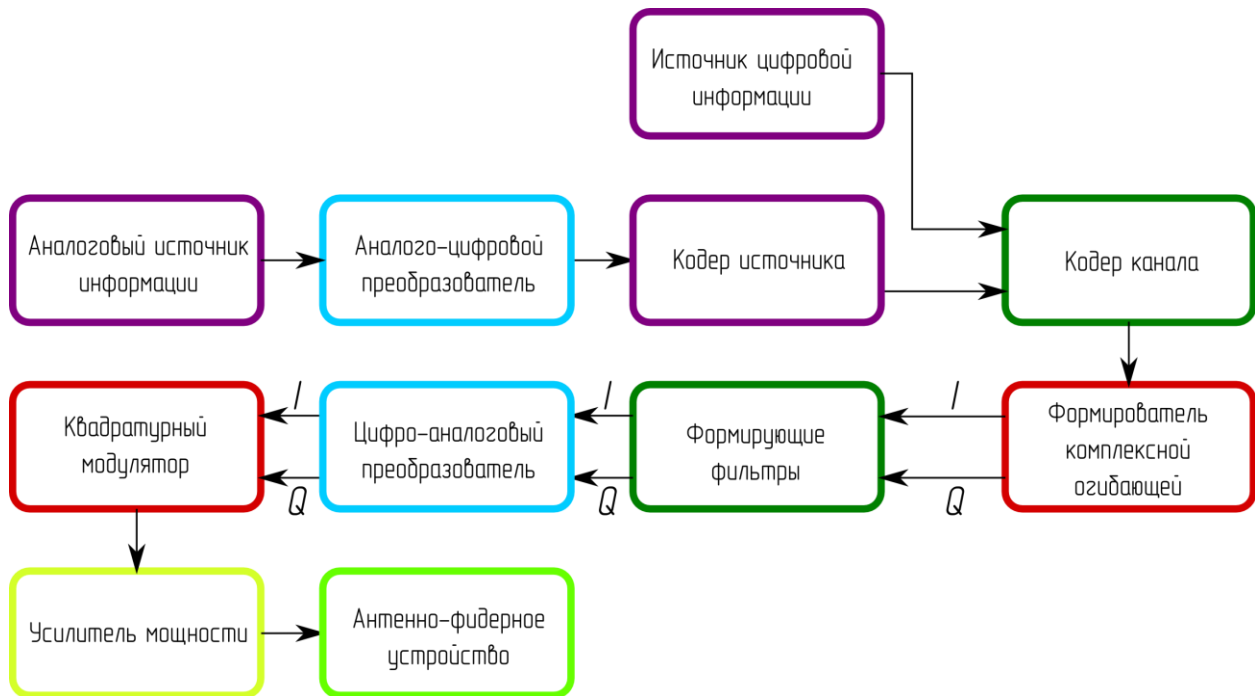


Рисунок 1.13 – Общая структура передающей части цифровой системы связи

В случае, если источник информации формирует данные в аналоговом виде, сигнал фильтруется и оцифровывается при помощи *аналого-цифрового преобразователя* (АЦП). При необходимости сигнал дополнительно обрабатывается и сжимается. Цифровые данные для передачи поступают на каналный кодер для повышения помехоустойчивости системы связи и обеспечения вероятности битовой ошибки при приеме сигнала на заданном уровне. При помощи цифрового модулятора формируется комплексная огибающая сигнала, поступающая на формирующие фильтры, ограничивающие спектр выходного сигнала. Двойной цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) позволяет перейти от системы с дискретным временем к аналоговой системе обработки сигнала. Аналоговый квадратурный модулятор переносит спектр сигнала на заданную несущую или промежуточную частоту, после чего сигнал усиливается и подается на антенно-фидерное устройство (АФУ).

Рассмотрим более подробно возможные варианты практической реализации передающей части цифровой системы связи. На рисунке 1.14 показана архитектура передатчика с аналоговой квадратурной обработкой сигнала.

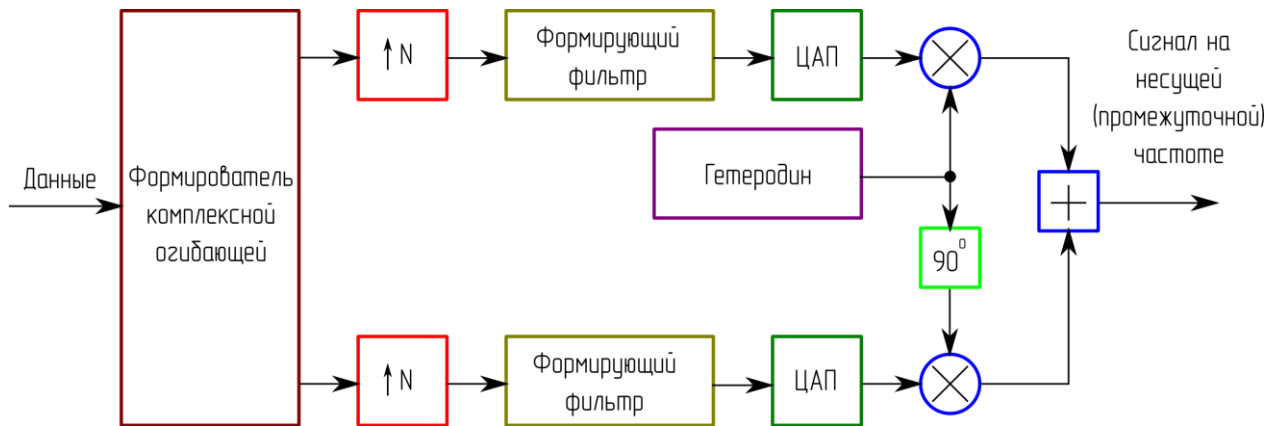


Рисунок 1.14 – Архитектура передающей части цифровой системы связи с аналоговой квадратурной обработкой сигнала

Достоинством такого подхода является относительно низкие частоты тактирования квадратурных ЦАП, поскольку преобразование осуществляется на нулевой промежуточной частоте. Как правило, частота тактирования ЦАП выбирается в диапазоне от 2 до 8 отсчетов на символ. Недостатком данной схемы является аналоговая квадратурная обработка сигнала, которая принципиально не позволяет создать смесители с одинаковыми характеристиками, строгую разность фаз выходов квадратурного гетеродина, фильтры низких частот с одинаковыми АЧХ и т. д. Эти недостатки приводят к искажению формы передаваемого созвездия, которое необходимо компенсировать на передающей стороне при помощи введения обратной связи, либо на приемной стороне, при помощи адаптивных эквалайзеров. К достоинствам необходимо отнести то, что аналоговый квадратурный перенос спектра сигнала позволяет в некоторых случаях упростить схему фильтрации выходного сигнала передатчика и схему преобразователя частоты в целом.

Другой подход к реализации передатчика подразумевает квадратурную обработку сигнала только в цифровом виде (рис. 1.15).

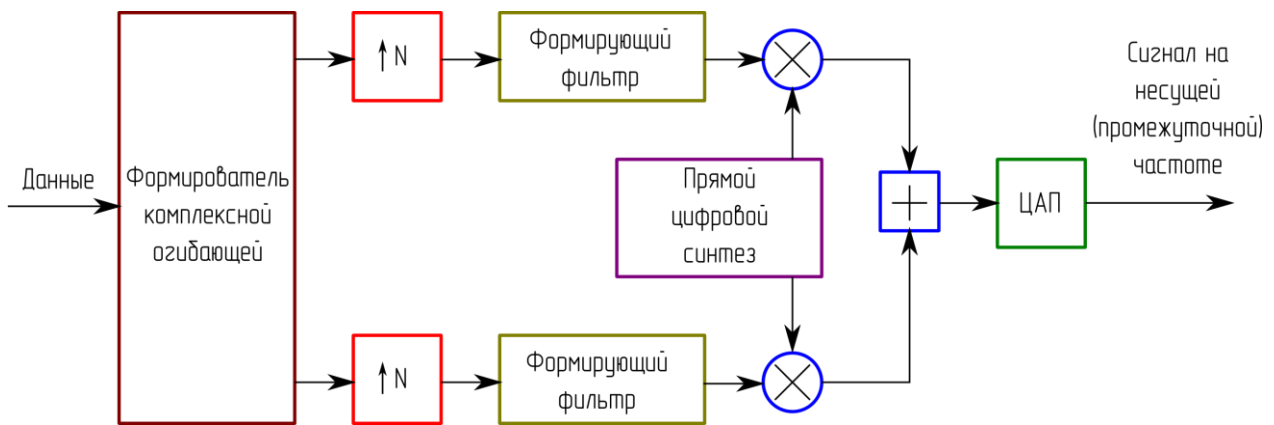


Рисунок 1.15 – Архитектура передающей части цифровой системы связи с цифровой квадратурной обработкой сигнала

Достоинством второго подхода является полное избавление от проблем аналоговой квадратурной обработки сигнала, так как цифровая обработка сигналов позволяет создать квадратурный гетеродин с идеальной разностью фаз и одинаковой амплитудой выходных сигналов, а операции перемножения и фильтрации в цифровом виде выполняются абсолютно идентично для квадратурных каналов. Платой за преимущества является требование к высокой частоте работы ЦАП. В некоторых случаях реализации сверхширокополосных систем связи может возникнуть ситуация, когда спектр сигнала не помещается в первой зоне Найквиста даже самых современных ЦАП, и данный подход неприемлем.

### 1.5.1 Кодирование источника

В случаях, когда источник информации является аналоговым, возникает необходимость его преобразования в цифровой вид при помощи АЦП. При этом осуществляются две основные операции: дискретизация сигнала во временной области и квантование сигнала по уровню (рис. 1.16) [6].

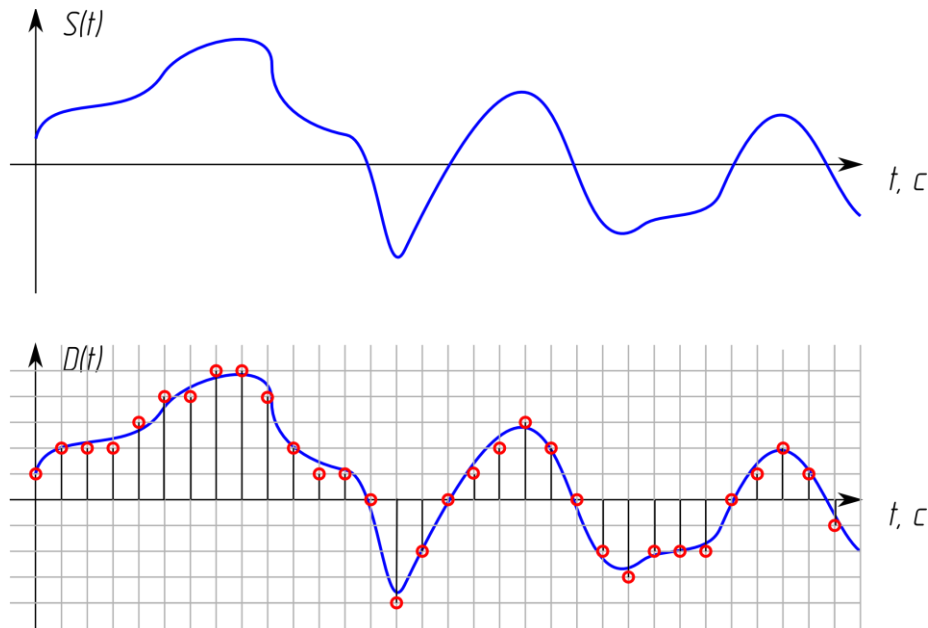


Рисунок 1.16 – Дискретизация сигнала по времени и квантование сигнала по уровню

Дискретизации сигнала во временной области предшествует фильтрация сигнала, после чего дискретизация выполняется в соответствии с *теоремой Котельникова* (Найквиста), согласно которой сигнал может быть полностью восстановлен только в том случае, если частота дискретизации превышает максимальную частоту в спектре исходного сигнала в два раза:

$$f_d > 2f_{\max}.$$

Квантование сигнала по уровню происходит из-за ограниченной разрядности АЦП и вычислительных систем. С повышением разрядности аналого-цифрового преобразования резко возрастает сложность вычислений. Зачастую разрядность преобразования определяется разрядностью вычислителя, например, цифрового сигнального процессора или блоков цифровой обработки сигналов (ЦСП) программируемой интегральной схемы (ПЛИС). В результате процесса квантования непрерывное сообщение принимает ступенчатую форму. Разность между непрерывным и квантованным сообщениями называется *ошибкой квантования* и представляет собой случайный процесс.

Поэтому ее также называют *шумом квантования*. Дисперсия шума квантования обратно пропорциональна числу уровней квантования.

Преобразованный в цифровой вид сигнал может содержать в себе значительную избыточность, которую необходимо устранить перед передачей сигнала в эфир. Задачу сжатия данных выполняет *кодер источника* на основе заранее известной физической модели источника аналогового сигнала. Простейшим примером кодирования источника является *дифференциальная импульсно-кодовая модуляция* (ДИКМ). Предположим, что необходимо передавать значение температуры объекта с известными характеристиками. В этом случае может быть эффективной передача не абсолютного значения температуры, а разницы между текущим значением и ранее переданным. Предпосылками к использованию данного метода кодирования является значительная корреляция между соседними выборками и квазистационарность объекта.

Другим методом сжатия при наличии физической модели источника сигнала может быть передача не абсолютных значений сигнала, а параметров модели. Данный подход в некоторых случаях позволяет снизить скорость передачи на несколько порядков (например, в GSM).

Для примера в таблице 1 приведены различные методы кодирования источника речевого сигнала при скорости передачи несжатой информации 96 кбит/сек.

Таблица 1.1

Сравнение эффективности различных методов  
кодирования источника

Метод кодирования	Квантователь	Разрядность, бит	Скорость передачи, бит/сек
ИКМ	Линейный	12	96000
ЛогИКМ	Логарифмический	7...8	56000...64000
ДИКМ	Логарифмический	4...6	32000...48000
АДИКМ	Адаптивный	3...4	24000...32000
ДМ	Двоичный	1	32000...64000
АДМ	Адаптивный двоичный	1	16000...32000
ЛКП	Линейное кодирование с предсказанием		2400...4800



### 1.5.2 Канальное кодирование

Процедура канального кодирования заключается в добавлении избыточности к передаваемому информационному сообщению, которая может быть использована для обнаружения и коррекции ошибок при приеме. На сегодняшний день существует много различных классов помехоустойчивых кодов, которые могут отличаться алгоритмами кодирования и декодирования, энергетической эффективностью и многими другими параметрами. На рисунке 1.17 приведена классификация помехоустойчивых кодов [8].

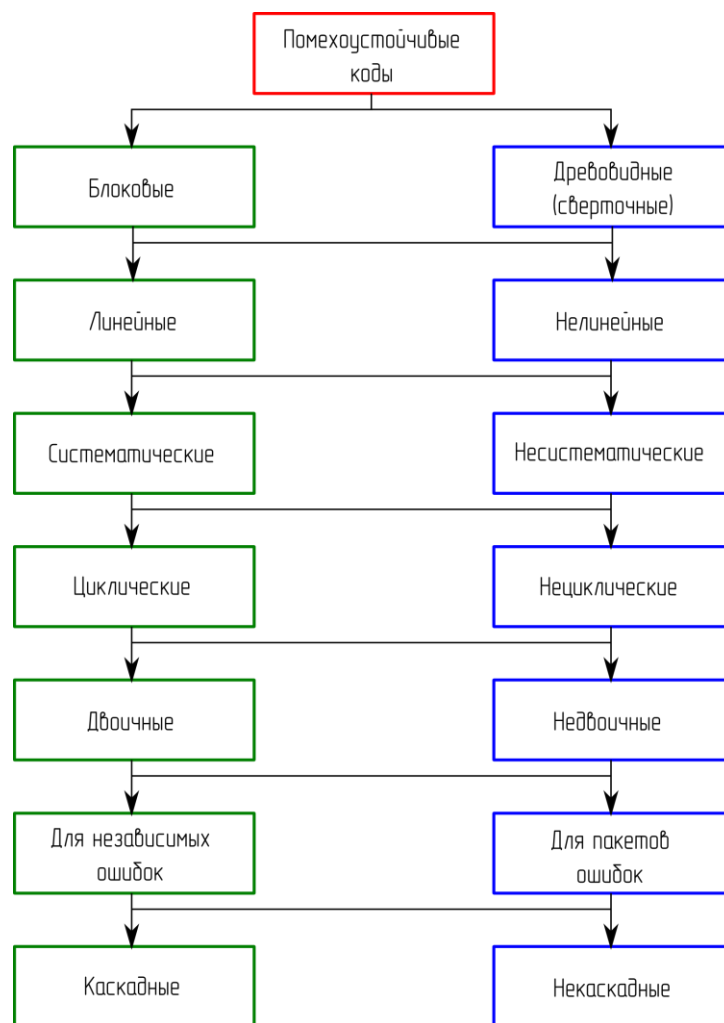


Рисунок 1.17 – Классификация помехоустойчивых кодов

*Блочное* кодирование осуществляется в пределах одного блока данных. Кодер в этом случае не содержит памяти и осуществляет трансляцию входных  $k$  символов в выходные  $n$  символов ( $n > k$ ). *Древовидное* кодирование осуществляется при непрерывном потоке информации на входе кодера. В кодер древовидного кода поступает набор из  $k_0$  входных символов, а на выходе

появляется набор из  $n_0$  символов. Одной из характеристик блочного и древовидного кодирования является *скорость кода*  $r = k / n$ . В зависимости от возможного количества значений входного символа выделяют *двоичные* коды и *недвоичные*. *Линейные* коды обладают следующим свойством: сумма двух кодовых слов дает третье кодовое слово. *Сверточными* кодами называют обычно линейные древовидные коды. Можно также выделить коды, которые исправляют *случайные* или *независимые* ошибки и коды, предназначенные для исправления *пакетов* ошибок.

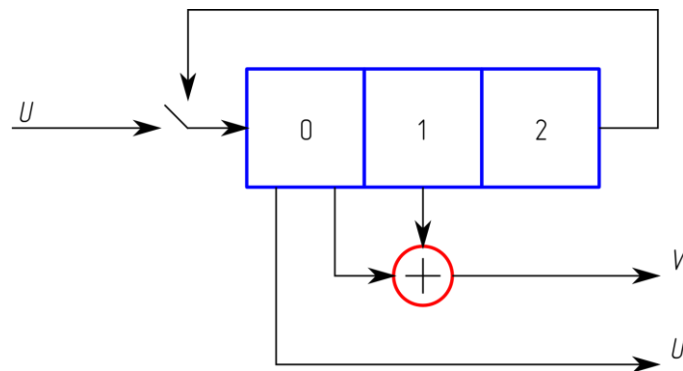


Рисунок 1.18 – Блочный систематический код

На рисунке 1.18 приведен пример кодера *систематического* (на выходе кодера можно выделить данные и проверочную часть) блочного кода с параметрами: количество информационных символов  $k = 3$ , количество кодовых символов  $n = 6$ , кодовая скорость  $r = 1/2$ .

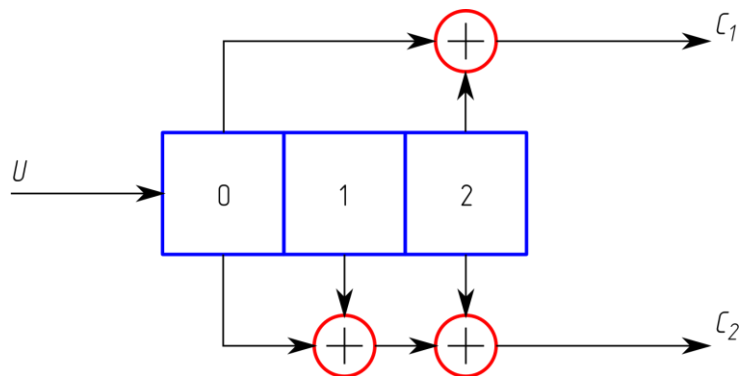


Рисунок 1.19 – Сверточный несистематический код

На рисунке 1.19 приведен пример кодера несистематического сверточного кода.

### 1.5.3 Формирователь комплексной огибающей сигнала

Модулятор современных цифровых систем связи выполняется при помощи простых таблиц соответствий, в которых для каждого символа данных соответствует одна точка на комплексной плоскости (рис. 1.20).

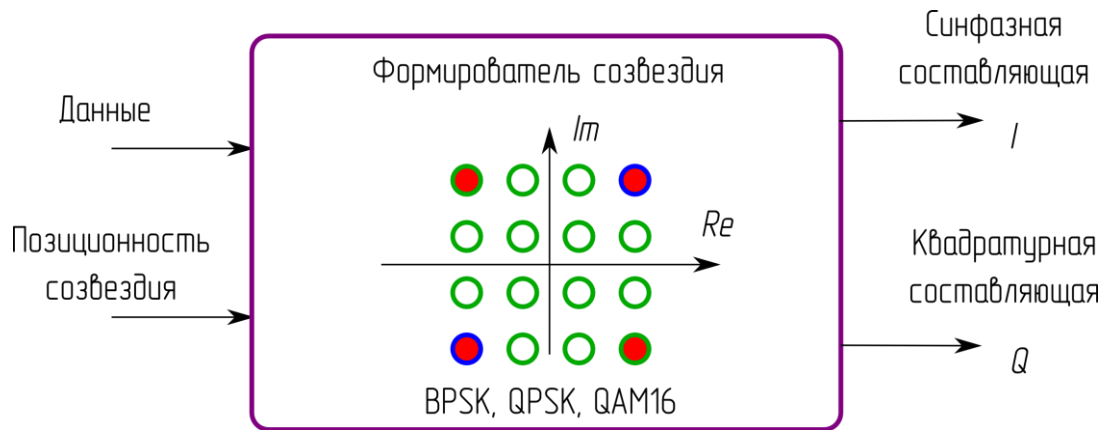


Рисунок 1.20 – Формирователь комплексной огибающей сигнала

В таблице 2 приведены примеры созвездий для манипуляций BPSK, QPSK и QAM16.

Таблица 1.2

Таблицы соответствий для различных видов манипуляции

Название манипуляции	Позиционность созвездия	Данные для передачи				Выход формирователя комплексной огибающей			
BPSK	2	0	1			-1-1j		+1+1j	
QPSK	4	0	1			-1+1j		+1+1j	
		2	3			+1-1j		-1-1j	
QAM16	16	0	1	2	3	-3+3j	-1+3j	+1+3j	+3+3j
		4	5	6	7	-3+1j	-1+1j	+1+1j	+3+1j
		8	9	10	11	-3-1j	-1-1j	+1-1j	+3-1j
		12	13	14	15	-3-3j	-1-3j	+1-3j	+3-3j

Приведенные в таблице 2 созвездия могут нормироваться для конкретных реализаций систем связи. Кроме того, иногда формирование созвездий совмещают с кодированием (например, кодирование Грея).

Столь простая реализация формирователя сигнала цифровой системы связи позволяет создавать устройства с адаптивно изменяемыми в процессе работы созвездиями, что дает возможность подстраиваться под изменение условий распространения радиосигналов в среде и использовать спектральный и энергетический ресурс наиболее эффективно.

### 1.5.4 Формирующий фильтр

Вопросы ограничения спектра сигнала и межсимвольной интерференции подробно рассматривались в пункте 1.3. Показано, что для полного исключения влияния межсимвольной интерференции необходимо использовать идеальный фильтр Найквиста, который не может быть реализован на практике. Как правило, при реализации формирующих фильтров в системах связи используют фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ), в которых бесконечная импульсная характеристика фильтра Найквиста усекается оконной (весовой) функцией. Использование прямоугольной весовой функции приводит к появлению больших боковых лепестков формирующего фильтра, низкой скорости спада АЧХ и пульсациям в области пропускания фильтра. Для уменьшения этих эффектов Найквист предложил сгладить фронты АЧХ фильтра, аппроксимировав их функцией приподнятого косинуса (рис. 1.21).

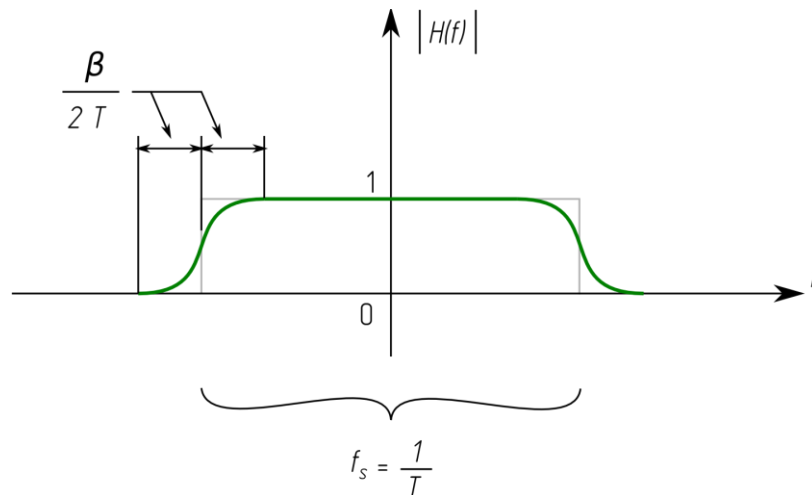


Рисунок 1.21 – АЧХ фильтра Найквиста при аппроксимации фронтов приподнятым косинусом

АЧХ фильтра описывается выражением:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & \text{if } |f| < \frac{1-\beta}{2T}; \\ \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{\pi T}{\beta} \left[ |f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right), & \text{if } \frac{1-\beta}{2T} < |f| < \frac{1+\beta}{2T}; \\ 0, & \text{if } |f| > \frac{1+\beta}{2T}. \end{cases}$$

где  $T$  – период следования символов;

$\beta$  – коэффициент сглаживания фронтов (в диапазоне от 0 до 1).

При коэффициенте  $\beta$ , равном 0, АЧХ фильтра становится прямоугольной, а при коэффициенте  $\beta$ , равном 1, получаем фильтр с АЧХ в виде приподнятого косинуса.

При реализации приемного устройства системы связи на практике используют согласованную фильтрацию сигнала (рис. 1.22).



Рисунок 1.22 – Формирующий фильтр и согласованная фильтрация в системе цифровой связи

Выходной сигнал формирующего фильтра проходит через канал связи и поступает на вход согласованного фильтра, частотная характеристика которого является комплексно сопряженной с формирующим фильтром. Общая частотная характеристика системы находится как произведение АЧХ формирующего фильтра и АЧХ согласованного фильтра. Именно эта общая частотная характеристика и должна удовлетворять требованиям Найквиста. Поэтому при реализации устройств связи на передающей и приемной сторонах используют фильтры с характеристикой корень из приподнятого косинуса, которые вместе имеют частотную характеристику фильтра Найквиста, что позволяет устранять МСИ при приеме информации.

### 1.5.5 Квадратурный модулятор

Перенос спектра сигнала с нулевой промежуточной частоты осуществляется при помощи домножения сигнала на комплексную экспоненту [6]. Практически такое домножение реализуется при помощи квадратурного гетеродина и двух умножителей (рис. 1.23). Перенос спектра может осуществляться как в цифровом виде, что более предпочтительно, так и в аналоговом.

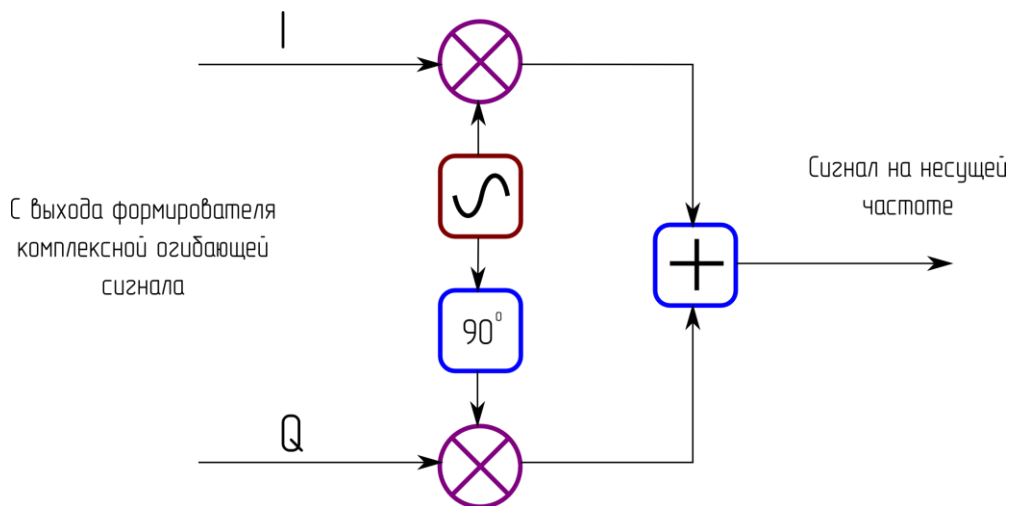


Рисунок 1.23 – Квадратурный модулятор

Некоторые наиболее дешевые современные системы связи используют аналоговую квадратурную обработку сигнала, что позволяет использовать недорогие низкочастотные ЦАП и дает возможность перенести спектр сигнала с нулевой промежуточной частоты сразу на несущую частоту. Благодаря этим преимуществам появляется возможность создавать компактные и универсальные системы связи, так как формирование сигнала происходит в цифровой форме и может изменяться на программном уровне. Аналоговое квадратурное преобразование имеет ряд недостатков, вызванных принципиальной невозможностью создания полностью одинаковых аналоговых каналов для синфазного и квадратурного компонентов комплексного сигнала. Требования к аналоговым трактам повышаются вместе с увеличением позиционности используемой манипуляции.

## 1.6 Канал связи

В общем случае при проектировании системы связи необходимо учитывать следующие основные факторы, влияющие на сигнал при его распространении в канале связи (рис. 1.24) [13]:

- воздействие аддитивного белого гауссова шума (теплового шума);
- частотный и фазовый сдвиг сигнала, который может быть вызван взаимным движением антенны передатчика и приемника или рассогласованием их гетеродинов, вызванным нестабильностью источников опорной частоты;
- задержка сигнала в канале связи на распространение от антенны передатчика до антенны приемника и в фидерных системах;
- замирания, вызванные многолучевым распространением сигнала от передатчика к приемнику, явлениями рефракции в атмосфере и переотражениями от различных объектов.

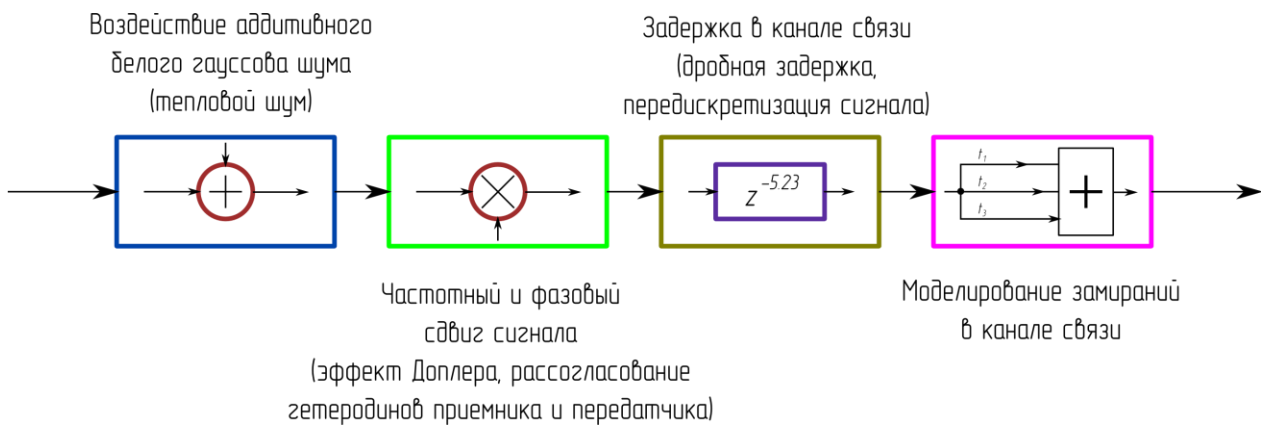


Рисунок 1.24 – Моделирование процессов, происходящих в канале связи

При моделировании систем связи на персональном компьютере особое внимание необходимо уделить вопросам задержки сигнала в канале связи. Так как моделирование на компьютере принципиально может быть только дискретным во временной области, для проведения корректных исследований систем синхронизации приемного устройства необходимо создавать дробную задержку в канале связи. На практике такая необходимость отсутствует в силу того, что радиосигналы излучаются в эфир в аналоговом виде. При моделировании дробная задержка может быть создана при помощи фильтров-интерполяторов (например, при помощи фильтра-интерполятора Фарроу).

## 1.7 Приемная часть систем цифровой связи

На сегодняшний день можно выделить три поколения архитектур приемников цифровой связи [16]. Исторически в первых приемниках большая часть обработки сигналов производилась в аналоговом виде. Постепенно цифровая обработка вытеснила аналоговую обработку сигналов, и уже сегодня в некоторых системах связи допустимо подавать аналоговый сигнал на несущей частоте в единицы гигагерц сразу на АЦП.

В архитектуре первого поколения входной сигнал опускается на нулевую промежуточную частоту при помощи аналогового квадратурного переноса спектра (рис. 1.25).

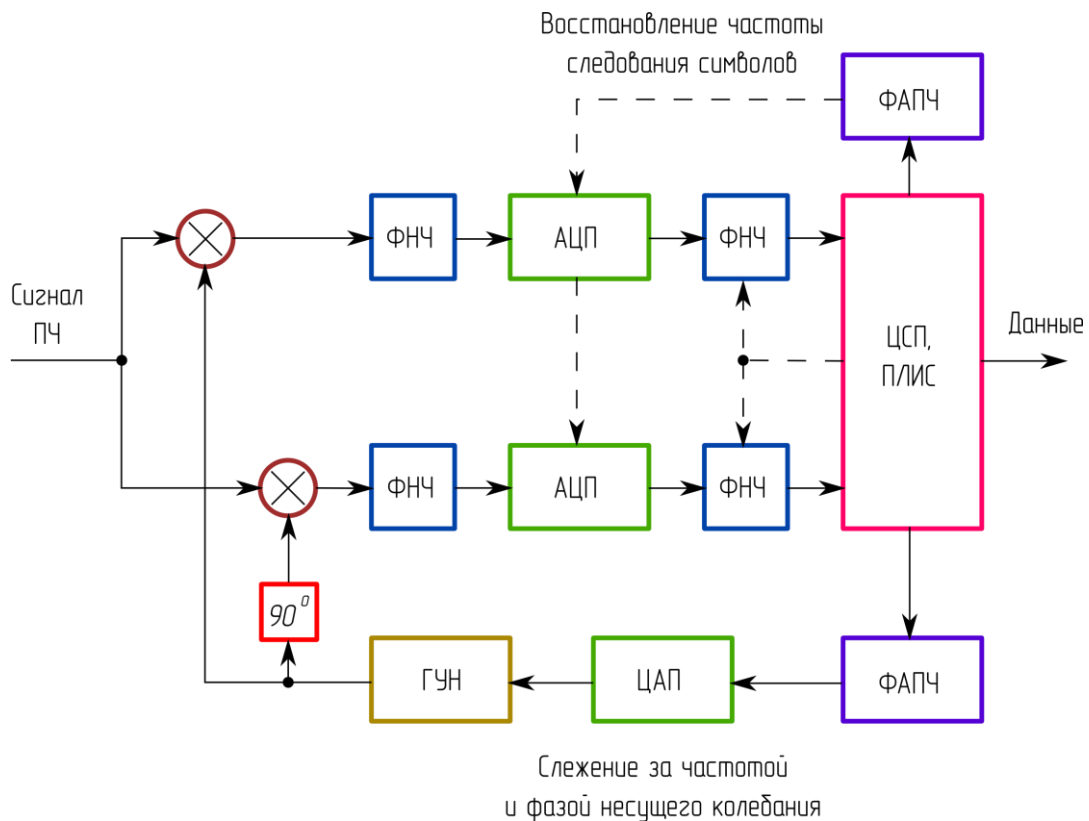


Рисунок 1.25 – Архитектура первого поколения приемников цифровой связи

Согласованная фильтрация выполняется парой аналоговых фильтров, после чего сигнал преобразуется в цифровой вид при помощи двух АЦП, работающих на символьной частоте. Для слежения за символьной частотой используется аналоговая петля фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), детектор которой выполняется в цифровом виде. Также осуществляется и слежение за несущей частотой сигнала, аналоговая петля ФАПЧ управляется цифровым детектором. Недостатки такой архитектуры очевидны: аналоговая



квадратурная обработка; аналоговое восстановление несущей частоты; аналоговая подстройка частоты следования импульсов.

Архитектура второго поколения приемников цифровой связи показана на рисунке 1.26.

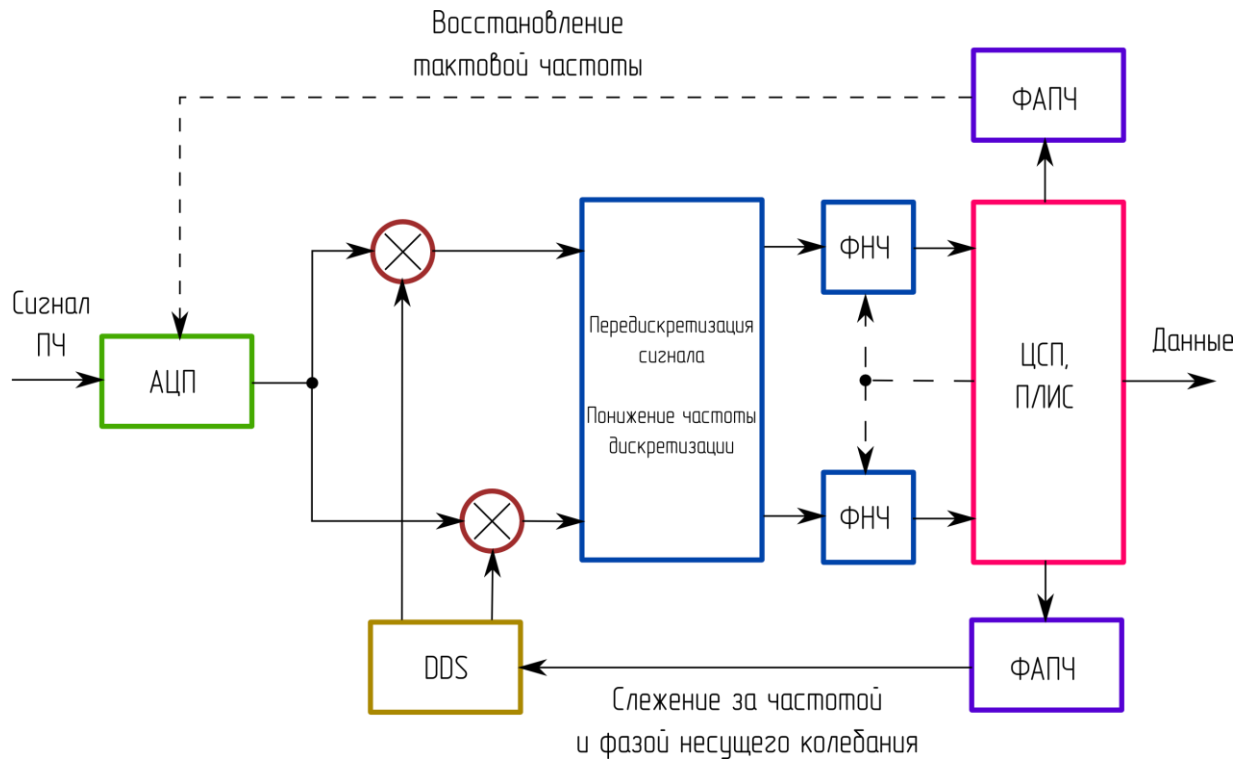


Рисунок 1.26 – Архитектура второго поколения приемников цифровой связи

В отличие от архитектуры первого поколения, в архитектуре второго поколения квадратурная обработка сигнала выполняется в цифровом виде, что позволяет избежать проблем с искажением принимаемого созвездия. Преобразование аналогового сигнала в цифровой вид осуществляется на промежуточной частоте. Частота тактирования АЦП задается цифровой схемой ФАПЧ, что позволяет делать фиксированное количество выборок на один период следования символа данных. Квадратурный перенос спектра на нулевую промежуточную частоту осуществляется при помощи схемы прямого цифрового синтеза полностью в цифровом виде. Понижение частоты дискретизации не требует использования фильтров-интерполяторов и выполняется простой децимацией сигнала. Цифровая обработка сигналов позволяет создать два полностью одинаковых согласованных фильтра, идентичных фильтрам на передающей стороне системы связи.

В архитектуре третьего поколения цифровых систем приема информации аналоговая обработка отсутствует, за исключением систем переноса спектра сигнала со сверхвысоких частот (рис. 1.27).

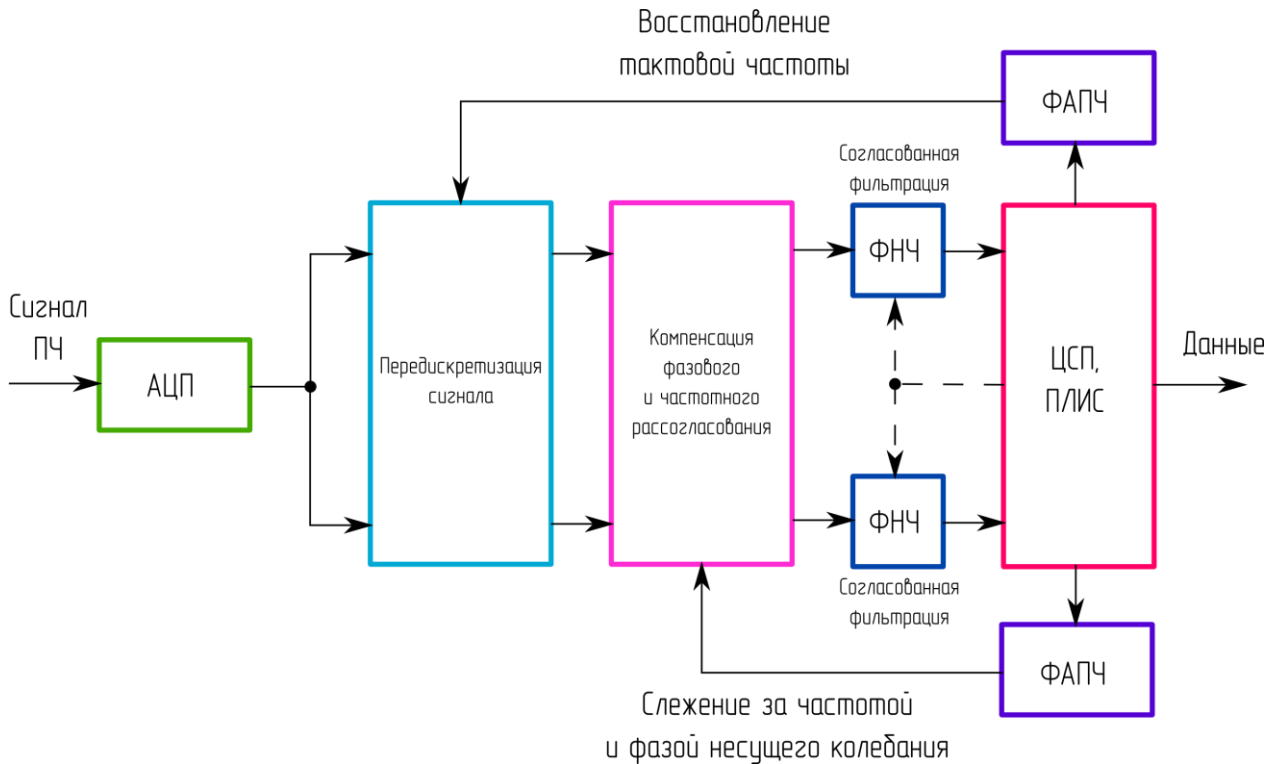


Рисунок 1.27 – Архитектура третьего поколения систем цифровой связи

Как видно из рисунка 1.27, аналого-цифровое преобразование осуществляется на промежуточной или несущей частоте в так называемом свободном режиме, т. е. частота тактирования АЦП никак не подстраивается и не отслеживается. Кроме того, при достаточной полосе пропускания аналогового тракта АЦП и хорошей полосовой фильтрации сигнала возможна реализация работы преобразователя не только в первой зоне Найквиста, но и в любых других. Перенос спектра сигнала на нулевую промежуточную частоту выполняется совместно с его передискретизацией фильтрами-интерполяторами, после чего происходит восстановление несущей частоты и когерентное детектирование сигнала.

Выбор архитектуры приемной части системы связи делается на основе технико-экономического обоснования. При выборе первого варианта можно получить системы с наименьшей стоимостью и малым потреблением, но с ограниченными техническими характеристиками. Выбор третьего варианта позволяет создать систему связи с наилучшими характеристиками, но при большей стоимости и большем энергопотреблении.

### 1.7.1 Петля восстановления несущего колебания

Все цифровые системы связи требуют наличия нескольких уровней синхронизации на стороне приемника [15]. Когерентные схемы демодуляции сигнала подразумевают наличие на стороне приемника опорного колебания, с которым производится сравнение принимаемого сигнала. Основой многих систем синхронизации является контур фазовой автоподстройки частоты (рис. 1.28). В результате работы петли ФАПЧ сигнал местного гетеродина подстраивается по фазе и частоте с принимаемым сигналом, что и позволяет осуществить когерентное детектирование. Таким образом, для работы петли ФАПЧ необходимо наличие в сигнале устойчивого синусоидального колебания.

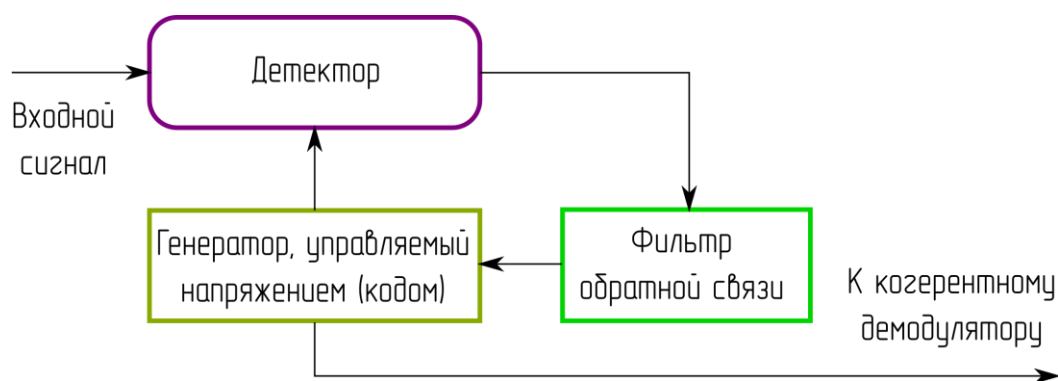


Рисунок 1.28 – Структурная схема петли фазовой автоподстройки частоты

Большинство современных систем связи работают с подавлением несущего колебания, которое практически не несет полезной информации. Таким образом, классический контур ФАПЧ не может восстановить несущее колебание на приемном конце линии связи.

Например, рассматривая модуляцию BPSK и полагая, что априорно сигналы логического нуля и единицы равновероятны, усредненная энергия несущего колебания будет равна нулю. Для синхронизации несущего колебания необходимо устранить модуляцию. Сделать это можно путем возведения входного сигнала в квадрат по схеме, предложенной отечественным ученым А. А. Пистолькорсом (рис. 1.29).

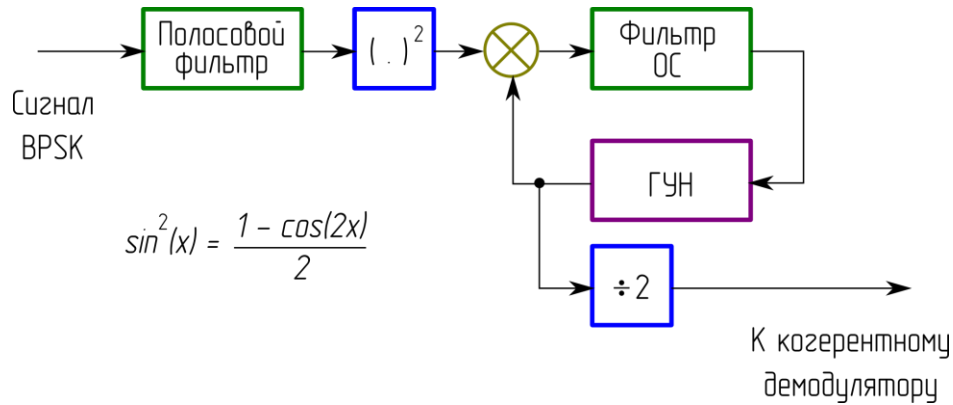


Рисунок 1.29 – Схема восстановления несущего колебания с возведением сигнала в квадрат (схема Пистолькорса)

Возведение в квадрат сигнала BPSK снимает с него модуляцию, что позволяет выполнить синхронизацию на удвоенной частоте несущего колебания при помощи классической петли ФАПЧ. Для синхронизации сигналов QPSK необходимо возведение сигнала в четвертую степень.

Другой разновидностью схем восстановления несущего колебания является синфазно-квадратурная петля, предложенная Джоном Костасом (рис. 1.30).

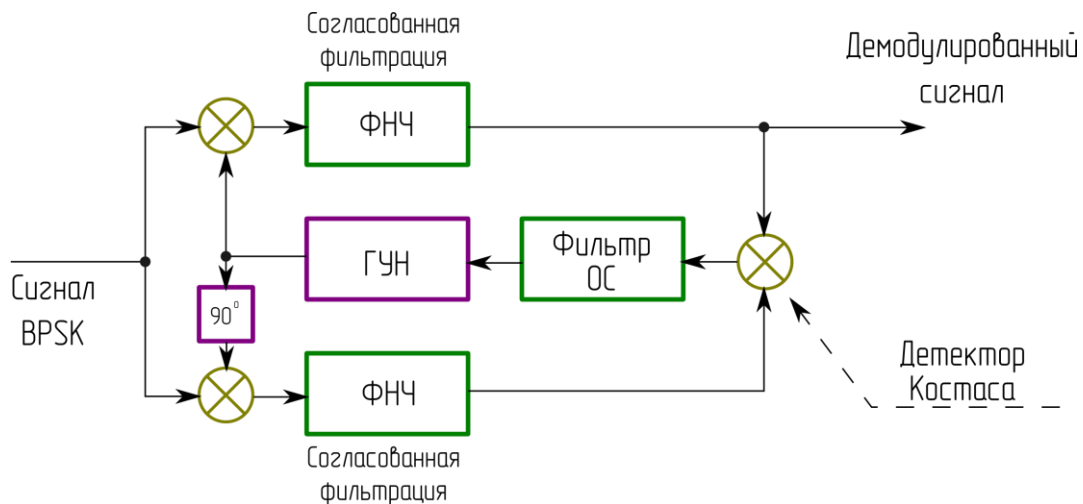


Рисунок 1.30 – Синфазно-квадратурная схема восстановления несущего колебания (петля Костаса)

Главным отличием петли Костаса от предыдущей схемы является отсутствие операции возведения сигнала в квадрат, реализация которой в цифровом виде требует повышения разрядности шины данных.

Необходимо отметить, что с точки зрения теоретических характеристик эти схемы равнозначны.

### 1.7.2 Петля символьной синхронизации

Под символьной синхронизацией понимают процесс оценивания частоты и фазы принимаемых символов [12]. После синхронизации по несущей частоте и переноса спектра на нулевую промежуточную частоту необходимо произвести децимацию сигнала для демодуляции принятых символов. На рисунке 1.31 показана *глазковая диаграмма* BPSK сигнала (осциллограф в режиме накопления). При идеальной символьной синхронизации отсчеты символов берутся ровно посередине каждого импульса.

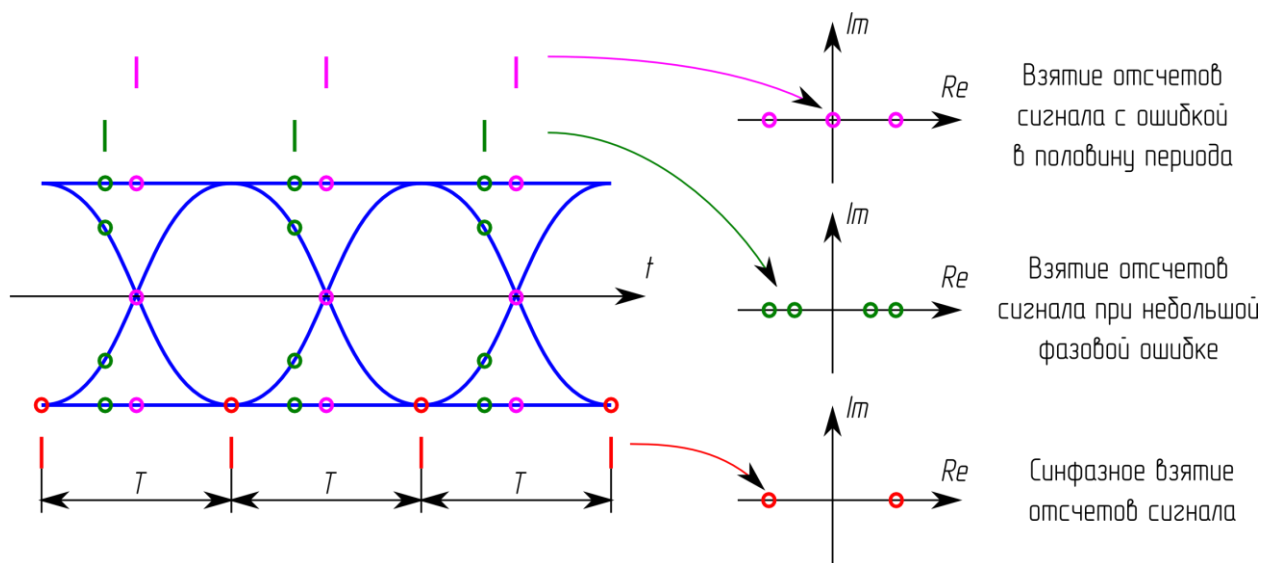


Рисунок 1.31 – Влияние ошибки символьной синхронизации на принимаемое созвездие

При наличии ошибок синхронизации точки созвездия расплываются даже при полном отсутствии шумов в канале связи. Возможна ситуация, в которой символьные отсчеты берутся с фазовой ошибкой в половину периода следования импульсов, при этом на сигнальном созвездии появляется точка в нуле комплексной плоскости, и демодуляция сигнала становится невозможной.

Структурная схема петли восстановления тактовых импульсов показана на рисунке 1.32. Существует несколько различных детекторов ошибки синхронизации по символьной частоте, некоторые из них работают с одним отсчетом на символ (например, *детектор максимального правдоподобия*), другие с двумя отсчетами на символ (*детектор Гарднера*, *детектор перехода через ноль*), все они так или иначе выдают сигнал ошибки синхронизации, поступающий на фильтр обратной связи. Выходной сигнал фильтра обратной связи поступает на управляемый генератор тактовых импульсов и подстраивает его частоту и фазу.

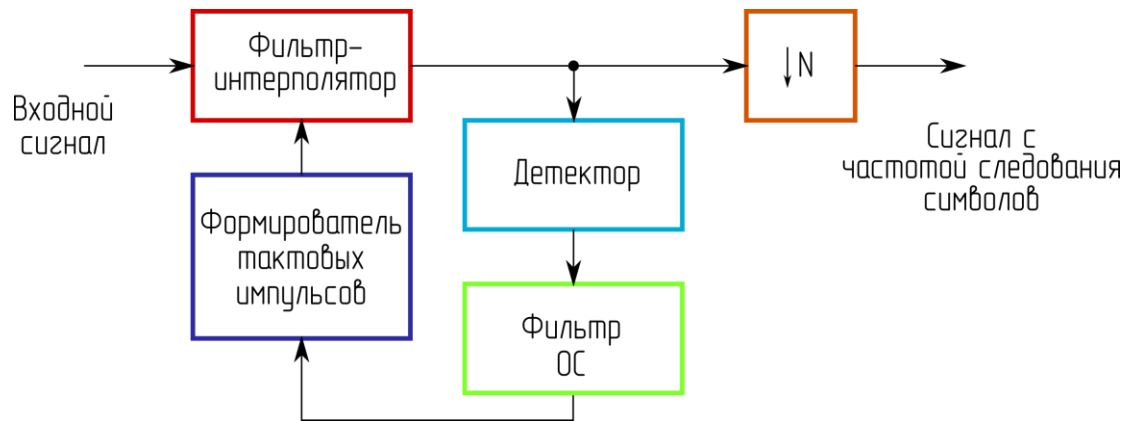


Рисунок 1.32 – Структурная схема петли восстановления символьной частоты

В случае, если число отсчетов на один символ велико, например 8 и более, возможна реализация простой схемы синхронизации, когда из имеющего числа отсчетов выбирается отсчет с наименьшей ошибкой. На практике нередко бывают случаи, когда при высокоскоростной передаче данных невозможно обеспечить число отсчетов на символ более двух. В таких ситуациях используют цифровые фильтры-интерполяторы, позволяющие восстановить промежуточные выборки сигнала.

### 1.7.3 Автоматическая регулировка усиления

Как правило, современная система связи содержит несколько каскадов *автоматической регулировки уровня усиления сигнала (АРУ)*. Часть из них выполняется в аналоговом виде и обеспечивает постоянный уровень сигнала на входе АЦП для наиболее эффективной работы блоков ЦОС. Цифровая часть приемной системы также нередко содержит несколько систем регулировки усиления. От уровня входного сигнала зависят параметры работы петель синхронизации, построенных на основе ФАПЧ. Структурная схема цифровой петли автоматического регулирования показана на рисунке 1.33.

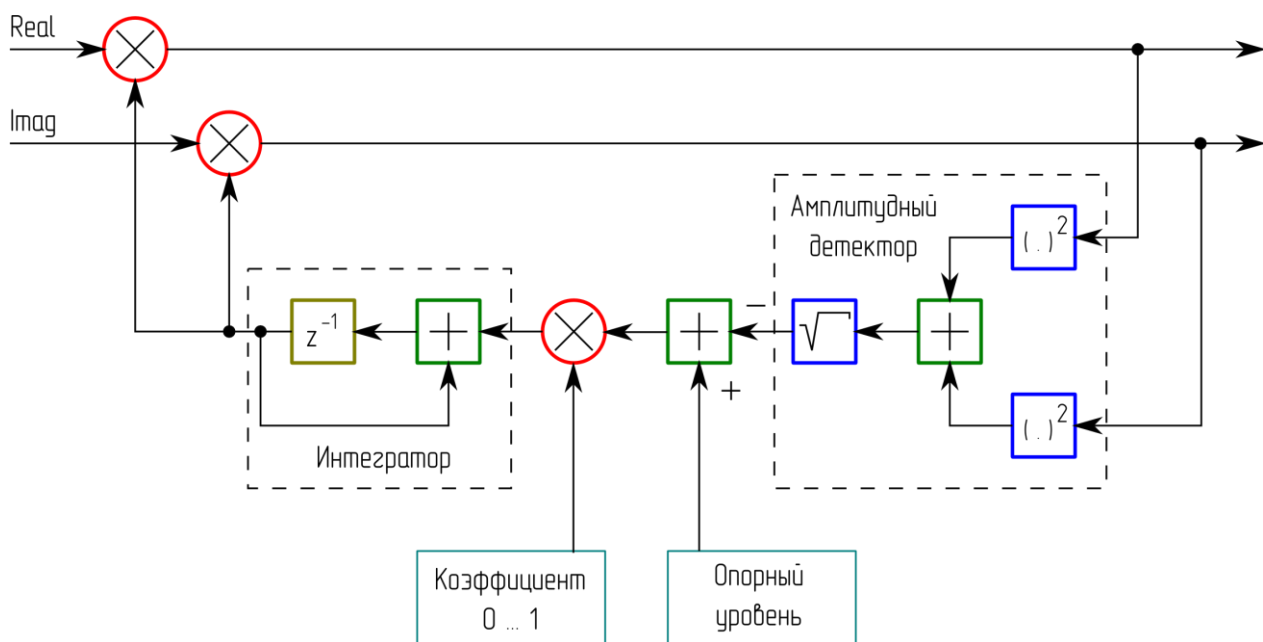


Рисунок 1.33 – Структурная схема петли автоматического регулирования

Главным недостатком приведенной петли АРУ является зависимость параметров работы системы регулирования от уровня входного сигнала. Длительность переходного процесса данной петли обратно пропорциональна произведению уровня входного сигнала и корректирующего коэффициента (рис. 1.33). Одним из способов решения этой проблемы является использование логарифмических петель автоматического регулирования уровня усиления.

### 1.7.4 Решение фазовой неоднозначности

В условиях полного подавления несущего колебания и его восстановления на приемной стороне возникает проблема *фазовой неоднозначности*. В случае BPSK модуляции несущее колебание может быть восстановлено как синфазное колебанию передатчика или как противофазное. Это явление в отечественной литературе получило название *обратной работы*. На сигнальном созвездии это отражается в виде его поворота на  $180^\circ$  (рис. 1.34).

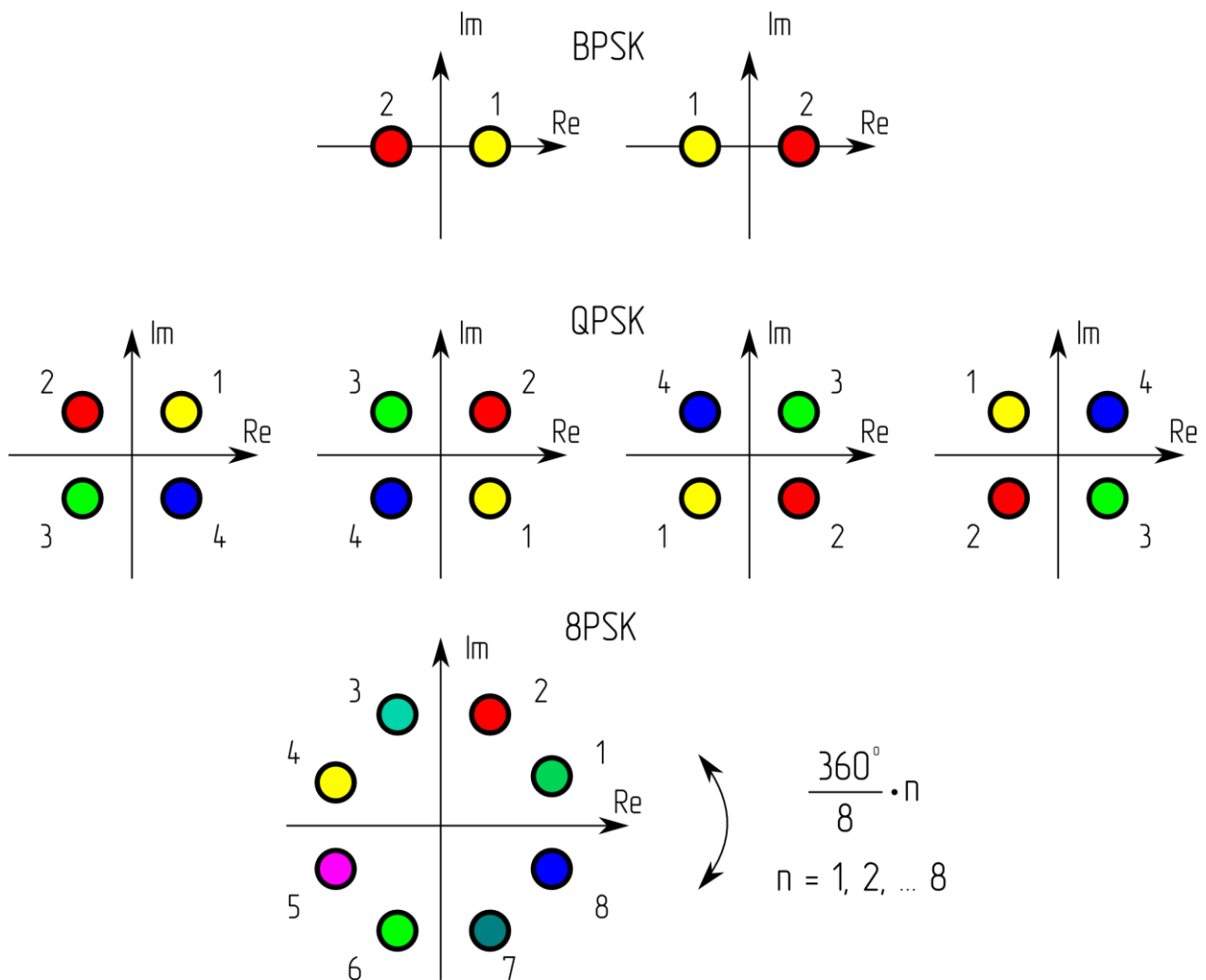


Рисунок 1.30 – Фазовая неоднозначность при приеме сигналов с подавленным несущим колебанием

Для модуляции QPSK и более высоких порядков квадратурной амплитудной манипуляции с прямоугольным созвездием фазовая неоднозначность равна  $90^\circ$ . При фазовой манипуляции сигнала 8PSK возможны восемь вариантов синхронизации (рис. 1.34).



Одно из решений данной проблемы, называемое *фазоразностной манипуляцией* или *дифференциальным кодированием* (рис. 1.35), предложил отечественный ученый Н. Т. Петрович.

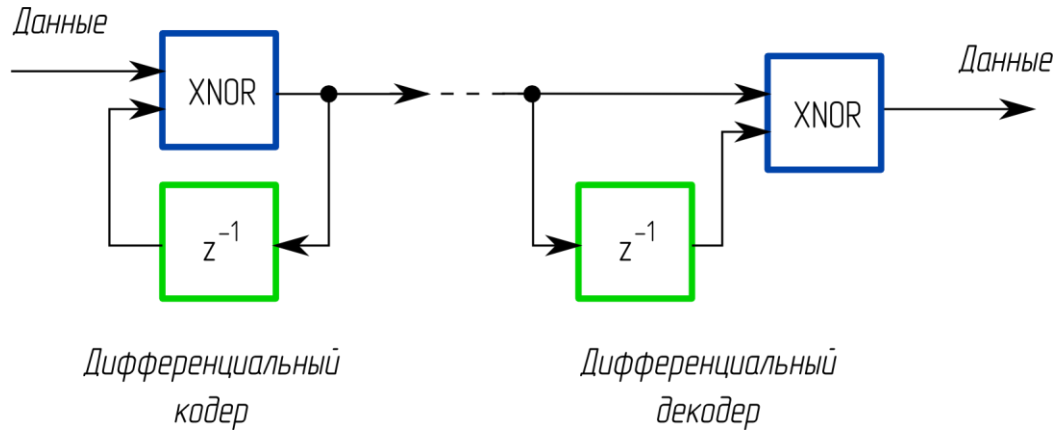


Рисунок 1.35 – Фазоразностное кодирование DBPSK

Основная идея *фазоразностного* или *относительного кодирования* заключается в том, что кодируется не сам бит информации, а его изменение. Недостатком такого подхода является тот факт, что в случае ошибки в одном бите, второй бит будет декодирован также с ошибкой. В общем случае это ухудшает энергетические характеристики дифференциальной модуляции BPSK на 3 дБ.

Другим способом решения фазовой неоднозначности является использование *уникальных слов* (UW), на рисунке 1.36 приведен пример подобной системы.

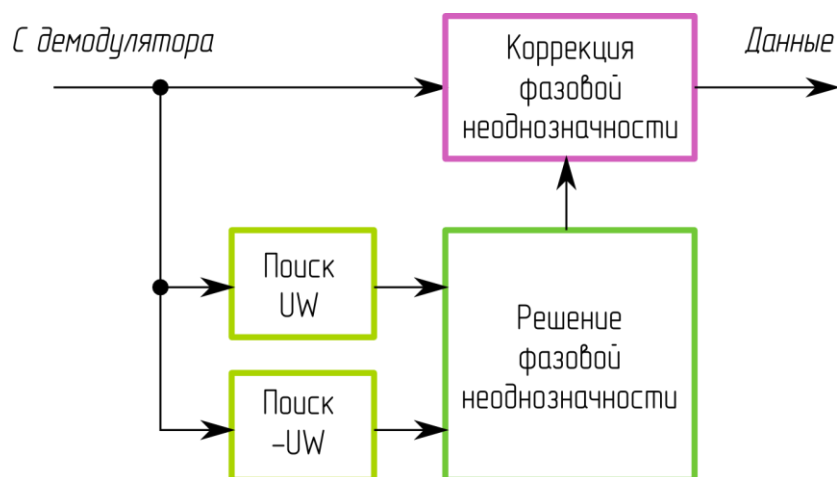


Рисунок 1.36 – Коррекция фазовой неоднозначности при помощи использования уникального слова

Перед началом передачи полезных данных передается уникальная последовательность бит (*преамбула*), которая может быть найдена на приемном

конце линии связи при помощи *корреляторов*. В условиях фазовой неоднозначности преамбула при модуляции BPSK может быть принята в исходном виде или в инвертированном. При помощи двух корреляторов, настроенных на прямую и инверсную последовательность, появляется возможность синхронизировать начало кадра передачи данных и одновременно детектировать наличие обратной работы гетеродина. В случае использования BPSK коррекция фазовой неоднозначности выполняется простым инвертированием последовательности бит. Для более высоких порядков манипуляции необходимо использовать большее количество корреляторов и табличные схемы коррекции фазовой неоднозначности.

Другим известным способом коррекции фазовой неоднозначности является использование канального кодирования, которое устойчиво к инверсии принимаемых данных (в случае модуляции BPSK).

### 1.7.5 Демодуляция сигнала

После синхронизации приемника по несущей и по символьной частоте осуществляется *демодуляция* принятого сигнала. На рисунке 1.37 показан *универсальный демодулятор*, подходящий для любого типа созвездия квадратурной амплитудной манипуляции.

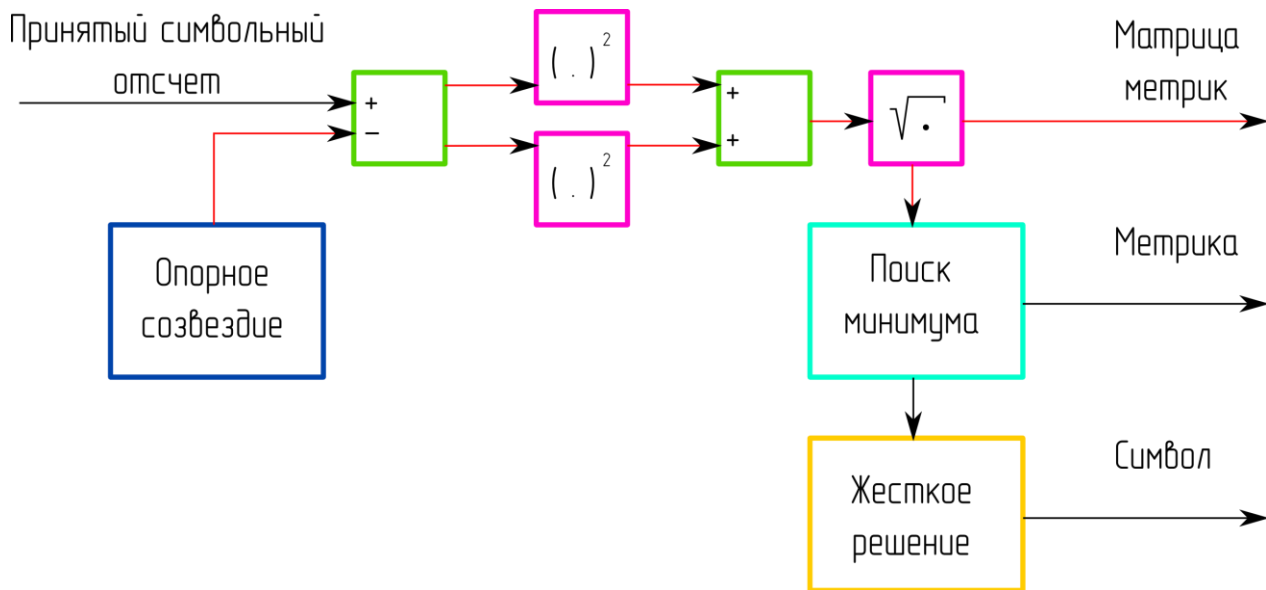


Рисунок 1.37 – Универсальная схема демодуляции КАМ-сигнала

Решение о принятом символе принимается по *правилу наименьшего евклидова расстояния* между принятым символом и каждой точкой опорного созвездия (*правило наименьшей метрики*):

$$l = \sqrt{\text{real } s_{rec} - \text{real } s_{ref} + \text{imag } s_{rec} - \text{imag } s_{ref}},$$

где  $l$  – матрица метрик;

$s_{rec}$  – принятый символ;

$s_{ref}$  – матрица опорного созвездия.

После демодуляции сигнала данные поступают на декодер. Некоторые схемы канального декодирования могут работать не только с символами (*жесткое решение*), но и с метриками (*мягкое решение*), что дает дополнительную информацию декодеру для принятия правильного решения.

На практике реализация универсального демодулятора сопряжена с вычислительными сложностями и применяется редко. Демодуляция сигнала BPSK может быть осуществлена сравнением принятого символа с нулем, т. е. простым компаратором. Демодуляция сигнала QPSK может осуществляться

двумя компараторами. В общем случае при приеме сигнала на комплексной плоскости выделяют зоны принятия решения (рис. 1.38).

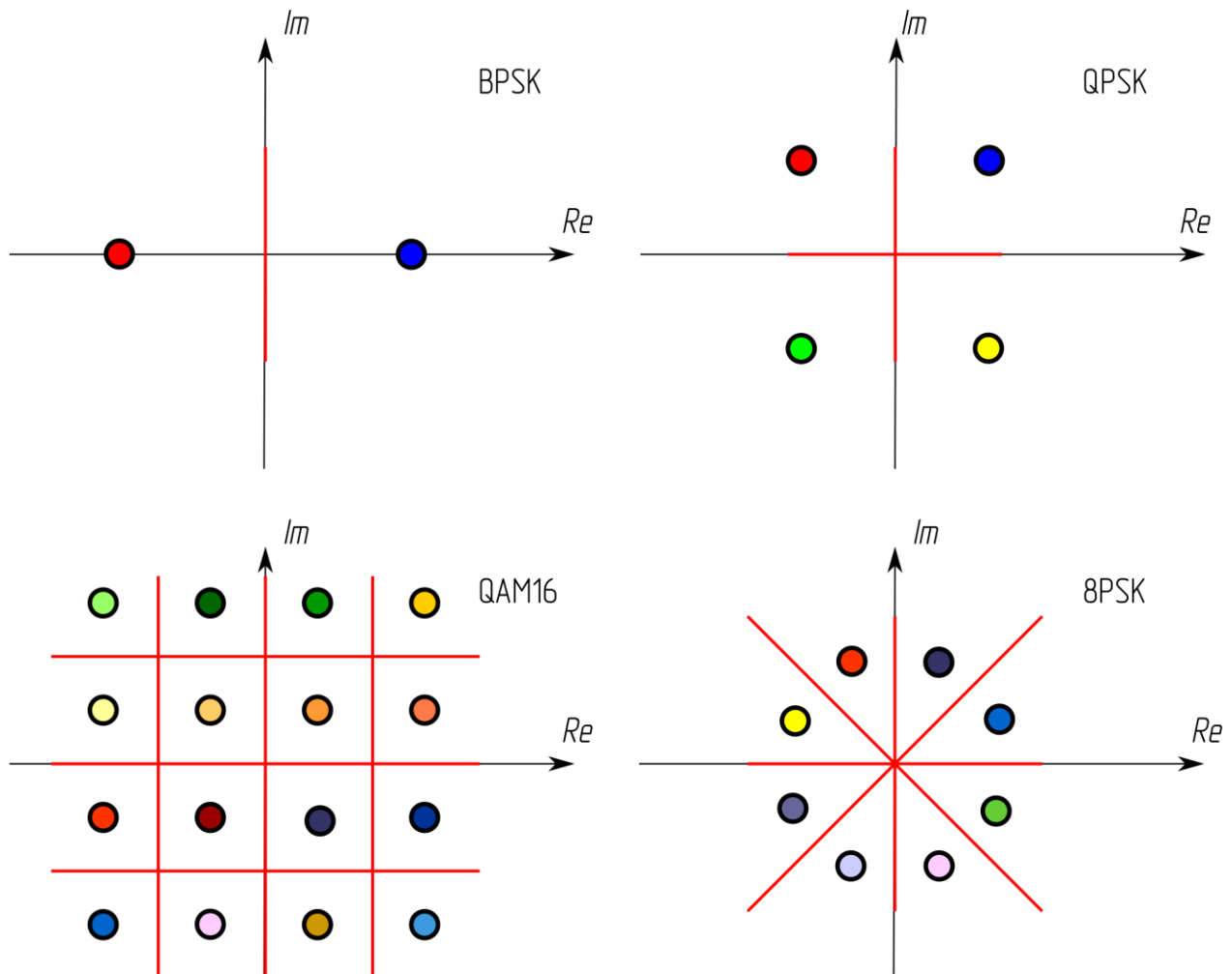


Рисунок 1.38 – Зоны принятия решения при демодуляции сигнала

Для демодуляции сигнала QAM16 выделяют 16 зон решения, попадание символа в одну из зон ставится в однозначное соответствие с одним из слов.

Очевидно, что для правильного приема данных при высоких порядках манипуляции необходимо автоматическое центрирование точек созвездия в центры зон принятия решений. При отсутствии петли автоматической регулировки уровня сигнала (APУ), демодуляция сигнала становится невозможной. В случае искажений созвездия, которые могут возникнуть при распространении сигнала в канале связи или в цепях аналоговой обработки сигнала, необходимо производить его выравнивание при помощи адаптивных эквалайзеров.

## 2 ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Практическая часть изучения курса систем цифровой связи выполняется в программном пакете блочного имитационного моделирования Simulink MATLAB версии R2011b. Для того чтобы открыть Simulink, зайдите в MATLAB и выполните в консоли команду *simulink* (рис. 2.1).

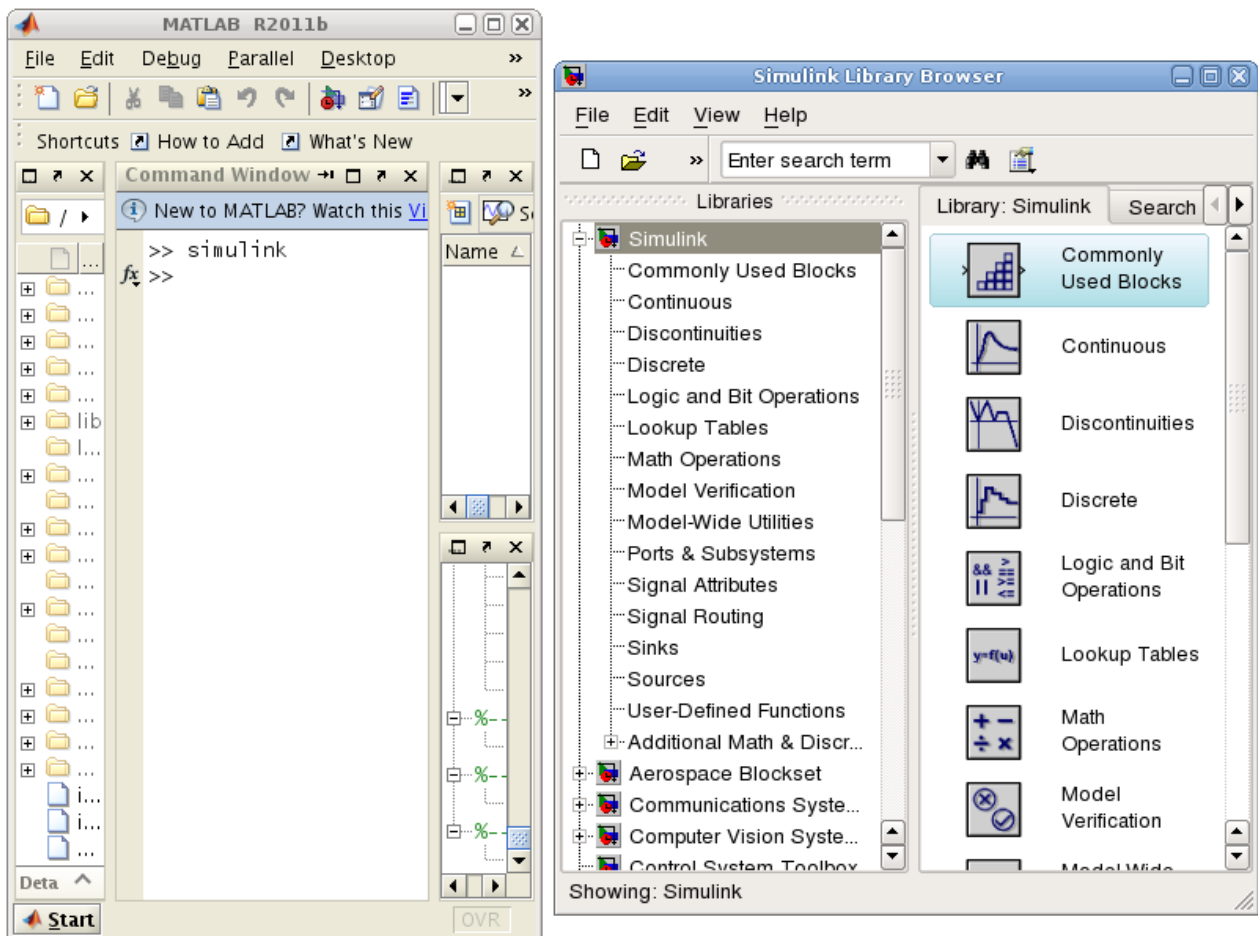


Рисунок 2.1 – Окно MATLAB и библиотека Simulink

Для создания новой модели нажмите *File, New, Model* (Ctrl+N). Необходимые элементы модели перетаскиваются из библиотеки в проект. Настройки моделирования задаются через *Simulation, Configuration Parameters* (Ctrl+E).

В процессе выполнения заданий необходимо использовать блоки из общего пакета (Simulink), Communications System Toolbox и DSP System Toolbox. Для поиска блоков необходимо использовать встроенный поиск (*Enter search term*).

## Задание 1. Моделирование передающей части цифровой системы связи

**Цель работы:** изучение принципов формирования сигнала в системах цифровой связи.

**Задачи работы:** описание теоретической модели исследуемой системы передачи данных; создание модели передающего устройства цифровой системы связи в Simulink; моделирование работы системы при различных начальных условиях; измерение основных параметров работы передающей системы.

Исходные данные для работы приведены в таблице 2.1. Вариант выбирается согласно последней цифре зачетной книжки или назначается преподавателем.

Таблица 2.1 – Исходные данные

Вариант	Вид манипуляции	Позиционность созвездия	Кратность созвездия
0	BPSK	2	1
1	QPSK	4	2
2	8PSK	8	3
3	16PSK	16	4
4	32PSK	32	5
5	16QAM	16	4
6	32QAM	32	5
7	64QAM	64	6
8	128QAM	128	7
9	256QAM	256	8

Для выполнения задания необходимо использовать следующие блоки:  
*Random Integer Generator* – генератор случайных целых чисел;  
*1-D Lookup Table* – таблица соответствий (истинности);  
*Raised Cosine Transmit Filter* – формирующий фильтр с характеристикой корень из приподнятого косинуса;  
*Gain* – усилитель сигнала;  
*Complex to Real-Imag* – блок выделения реальной и мнимой части комплексного сигнала;  
*Scope* – осциллограф;  
*Discrete-Time Eye Diagram Scope* – блок отображения глазковой диаграммы сигнала;  
*Discrete-Time Signal Trajectory Scope* – блок отображения траектории вектора комплексной огибающей сигнала на плоскости;  
*Discrete-Time Scatter Plot Scope* – блок отображения диаграммы рассеяния сигнала;

*Subsystem* – подсистема, позволяет оформить часть модели в виде отдельного блока;

*Spectrum Scope* – анализатор спектра сигнала.

Из указанных блоков необходимо собрать модель, показанную на рисунке 2.2. *Modulator* – подсистема формирователя сигнала цифрового передатчика (рис. 2.3).

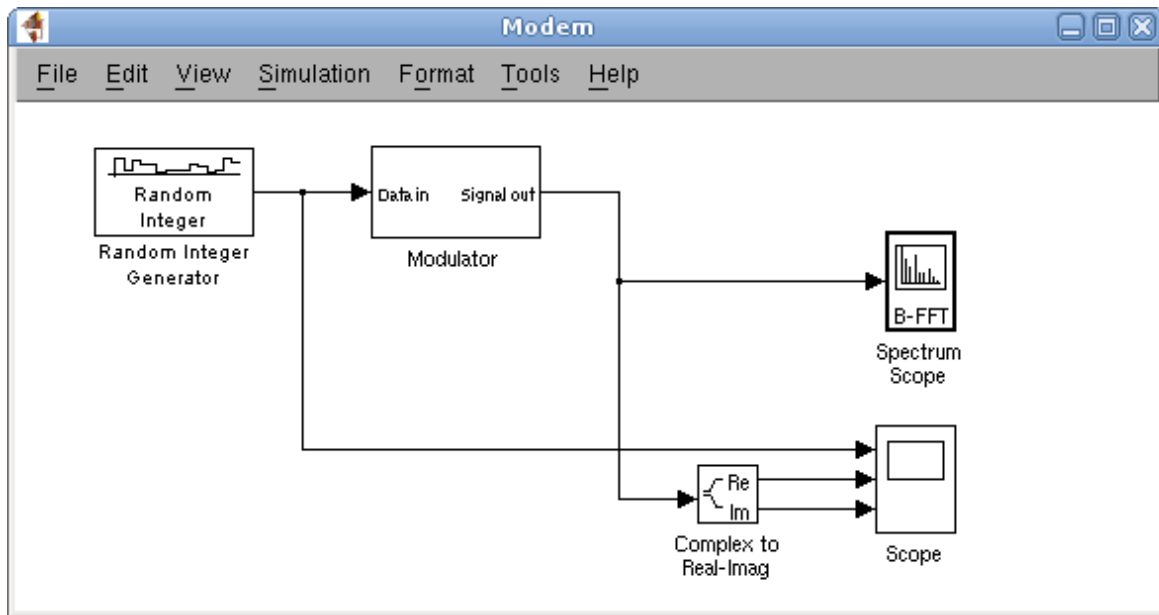


Рисунок 2.2 – Общий вид модели передающей системы

В настройках генератора случайных чисел необходимо задать позиционность созвездия (*M-ary number*) согласно варианту и частоту дискретизации (*Sample Time*) 1/9600, что соответствует символьной скорости передачи данных 9600 бод/сек. В настройках анализатора спектра (*Spectrum Scope*) необходимо выставить размер окна БПФ 1024 и включить буферизацию входного сигнала с размером буфера 1024 отсчета. Входными сигналами осциллографа являются сигнал данных и составляющие выходного комплексного сигнала передатчика, которые выделяются при помощи блока *Complex to Real-Imag*.

На рисунке 2.3 показана модель формирователя сигнала. В настройках таблицы истинности (*1-D Lookup Table*) необходимо указать соответствие между вектором входных символов и точками сигнального созвездия. В строке *Breakpoints* укажите вектор входных символов согласно позиционности созвездия, например, для QAM16: [ 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 ]. В строке *Table Data* укажите точки созвездия, соответствующие входным символам, для QAM16 это: [ -3+3\*i -3+1\*i -3-3\*i -3-1\*i -1+3\*i -1+1\*i -1-3\*i -1-1\*i +3+3\*i +3+1\*i +3-3\*i +3-1\*i +1+3\*i +1+1\*i +1-3\*i +1-1\*i ]. Для манипуляций высокого порядка необходимо использовать методы автоматической генерации векторов в MATLAB, например [ 0 : 1 : 255 ] и т. п.

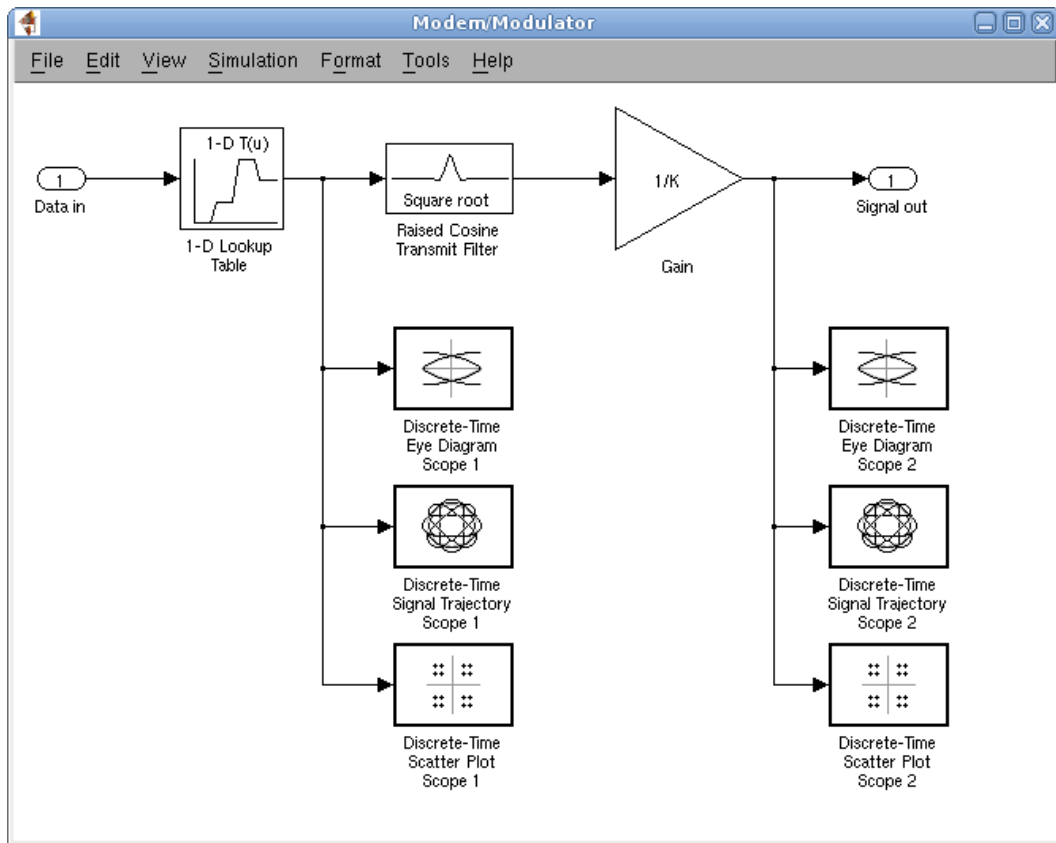


Рисунок 2.3 – Формирователь сигнала

Ограничение спектра сигнала выполняется при помощи формирующего фильтра с характеристикой корень из приподнятого косинуса (рис. 2.3) со следующими настройками: тип фильтра (*Filter Type*) – корень из приподнятого косинуса (*Square Root*); групповая задержка, определяющая длину ИХ фильтра, (*Group Delay*) – 5 символов; коэффициент скругления (*Rolloff Factor*) – 0.8; коэффициент повышения частоты дискретизации (*Upsampling factor*) – 8; характер обработки сигнала (*Input Processing*) – *sample based*.

Комплексный сигнал с выхода формирующего фильтра поступает на усилитель, в котором выполняется его нормировка. Коэффициент передачи усилителя равен  $1/K$ , где

$$K = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |s_i|^2},$$

где  $N$  – позиционность созвездия.

Для исследования процессов формирования сигнала необходимо использовать блоки отображения глазковых диаграмм, блоки отображения траектории вектора комплексной огибающей и блоки отображения диаграммы рассеяния (рис. 2.4).



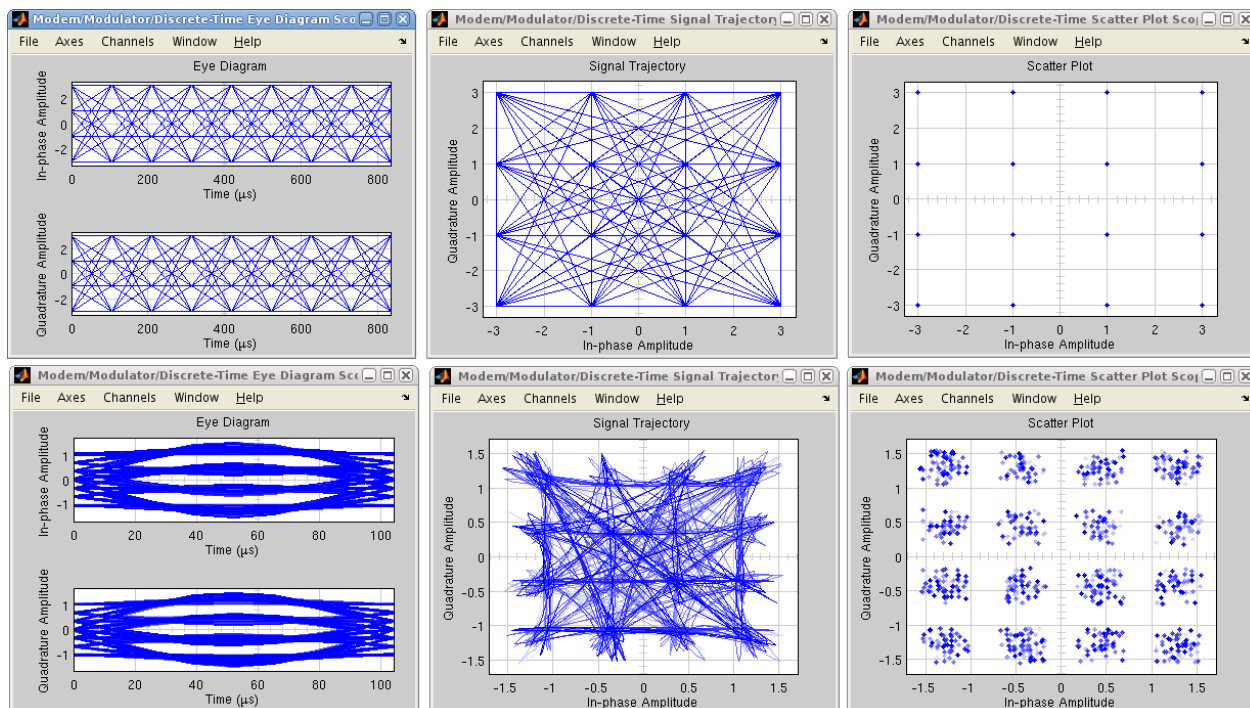


Рисунок 2.4 – Блоки отображения информации о сигналах

На рисунке 2.5 показан пример работы анализатора спектра.

При помощи трехканального осциллографа имеется возможность сопоставить сигнал данных и компоненты сигнала комплексной огибающей (рис. 2.6).

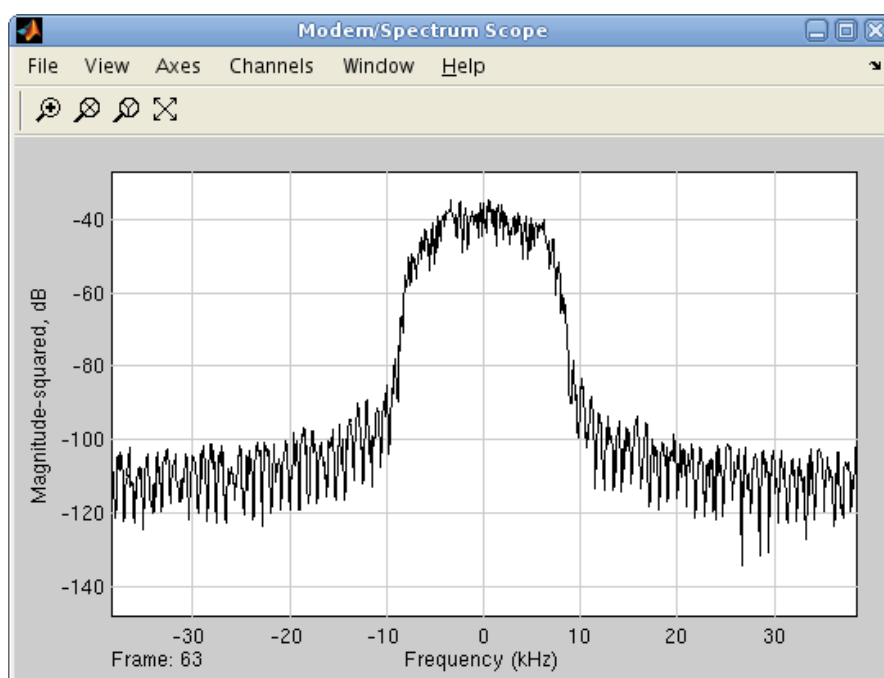


Рисунок 2.5 – Спектр формируемого сигнала

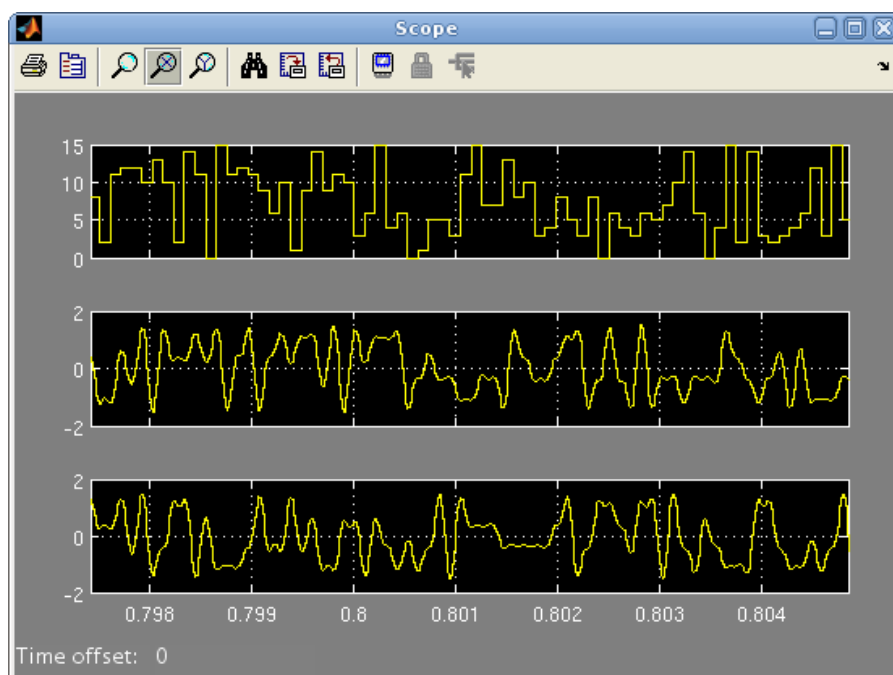


Рисунок 2.6 – Осциллограммы шины данных и комплексной огибающей сформированного сигнала

### **Порядок выполнения работы:**

1) Согласно приведенным выше рисункам, создайте модель передатчика в Simulink, убедитесь в ее работоспособности.

2) Установите коэффициент скругления формирующего фильтра равным 0 и запустите модель. Сохраните для отчета все графики, полученные в ходе моделирования. Произведите оценку ширины спектра сигнала, крутизны скатов, уровня первого бокового лепестка и занесите эти данные в таблицу. При помощи осциллографа оцените амплитуду квадратурных составляющих для внешних точек сигнального созвездия (точек с максимальной амплитудой) и для внутренних (точек с минимальной амплитудой). Занесите полученные данные в таблицу, найдите отношение максимального значения к минимальному.

3) Повторите задание пункта 2 для коэффициентов скругления фильтра 0.2, 0.4, 0.6, 0.8 и 1.

4) По результатам выполнения моделирования составьте отчет, который должен содержать: цели и задачи работы, вид модели в Simulink, графики, полученные при выполнении пунктов 2 и 3, выводы по результатам моделирования.

### **Список тем для подготовки к защите:**

- 1) Общая структура систем цифровой связи.
- 2) Структурная схема передатчика цифровой системы связи, варианты реализации.
- 3) Дискретизация и квантование сигнала.
- 4) Кодирование источника.
- 5) Канальное кодирование.
- 6) Теорема Шеннона.
- 7) Предел Шеннона.
- 8) Формирователь комплексной огибающей сигнала (модулятор).
- 9) Амплитудная манипуляция. Частотная манипуляция. Сигнальные созвездия BPSK, QPSK, QAM16, 8PSK. Характеристики и сравнение различных видов цифровой модуляции.
- 10) Квадратурный модулятор.
- 11) Передача данных в канале с ограниченной полосой.
- 12) Теорема Найквиста о МСИ.
- 13) Идеальный фильтр Найквиста. Взаимное влияние импульсов при передаче через фильтр Найквиста.
- 14) Формирующий фильтр системы связи. Фильтр приподнятого косинуса и его характеристики.
- 15) Глазковая диаграмма. Диаграмма рассеяния.

## Задание 2. Моделирование канала связи

**Цель работы:** исследование явлений, возникающих в канале связи системы передачи цифровой информации.

**Задачи работы:** описание теоретических моделей процессов, происходящих в канале связи; моделирование канала связи в Simulink.

Для выполнения задания необходимо использовать следующие блоки:

*AWGN Channel* – канал с АБГШ;

*Phase/Frequency Offset* – блок, осуществляющий фазовый и частотный сдвиг входного сигнала;

*Variable Fractional Delay* – блок дробной задержки сигнала;

*Constant* – источник неизменяемого сигнала (константа);

*Complex to Real-Imag* – блок выделения реальной и мнимой части комплексного сигнала;

*Scope* – осциллограф;

*Discrete-Time Eye Diagram Scope* – блок отображения глазковой диаграммы сигнала;

*Discrete-Time Signal Trajectory Scope* – блок отображения траектории вектора комплексной огибающей сигнала на плоскости;

*Discrete-Time Scatter Plot Scope* – блок отображения диаграммы рассеяния сигнала;

*Subsystem* – подсистема, позволяющая оформить часть модели в виде отдельного блока;

*Spectrum Scope* – анализатор спектра сигнала.

Для моделирования канала связи в Simulink необходимо создать отдельную подсистему (*Subsystem*) и подключить ее к выходу передатчика (рис. 2.7).

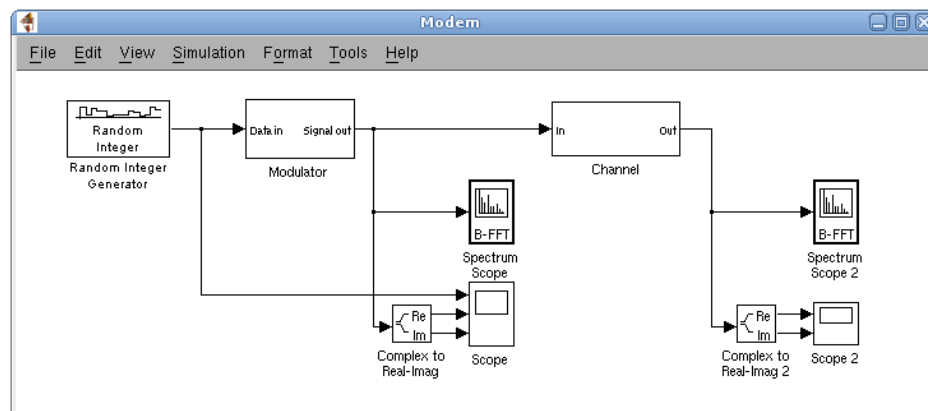


Рисунок 2.7 – Цифровой передатчик и канал системы связи

Модель канала связи показана на рисунке 2.8, она включает в себя блок добавления к сигналу АБГШ, блок частотного и фазового сдвига и блок дробной задержки, которая задается константой.

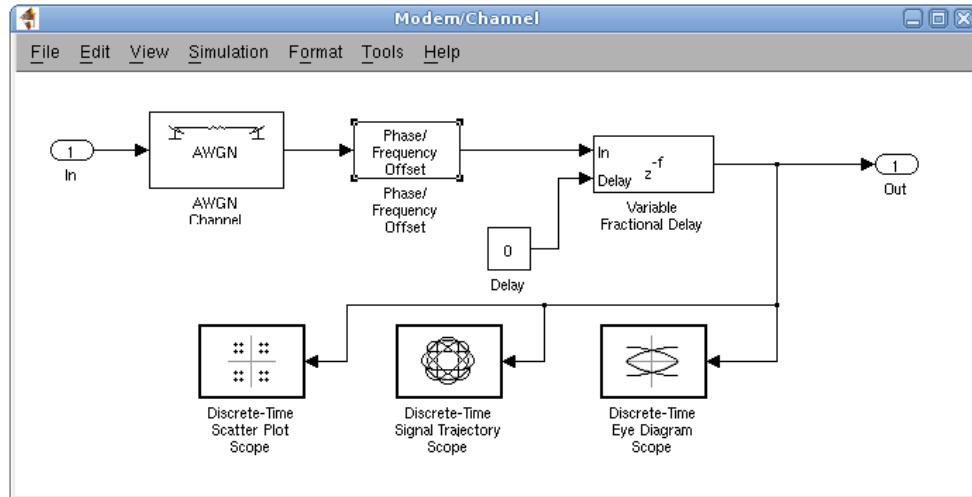


Рисунок 2.8 – Модель канала связи

В настройках блока *AWGN Channel* выберите режим (*Mode*) *SNR* и задайте отношение сигнал/шум 13 дБ. Установите нулевой фазовый (*Phase offset*) и частотный сдвиг (*Frequency offset*) сигнала в настройках блока *Phase/Frequency Offset*. Выберите режим линейной интерполяции (*Interpolation mode - Linear*) в блоке дробной задержки *Variable Fractional Delay*. Запустите модель и при помощи блоков отображения информации о сигнале убедитесь в ее работоспособности. На рисунке 2.9 показаны графики сигнала с воздействием АБГШ. Как видно на верхних рисунках, даже в отсутствие шума точки созвездия размыты, что связано с отсутствием согласованной фильтрации сигнала. Добавление шума в канале связи приводит к еще большему размытию точек созвездия. На рисунке 2.10 показано влияние частотного рассогласования на сигнал, в результате которого созвездие начинает вращаться. Также частотный сдвиг сигнала можно наблюдать на анализаторе спектра (рис. 2.11). Дробная задержка в канале связи, как и фазовое рассогласование, приводят к повороту сигнального созвездия (рис. 2.12). В силу отсутствия петли слежения за символьной частотой демодуляция сигнала становится невозможной.

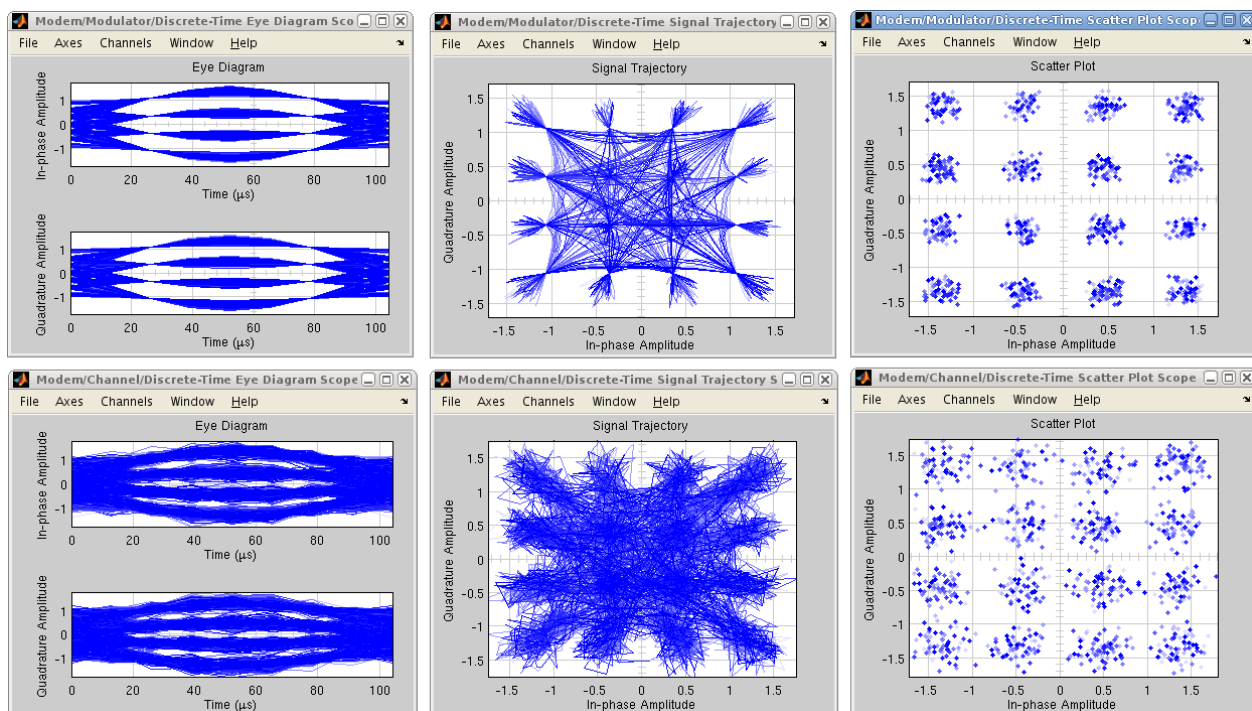


Рисунок 2.9 – Влияние воздействия на сигнал АБГШ

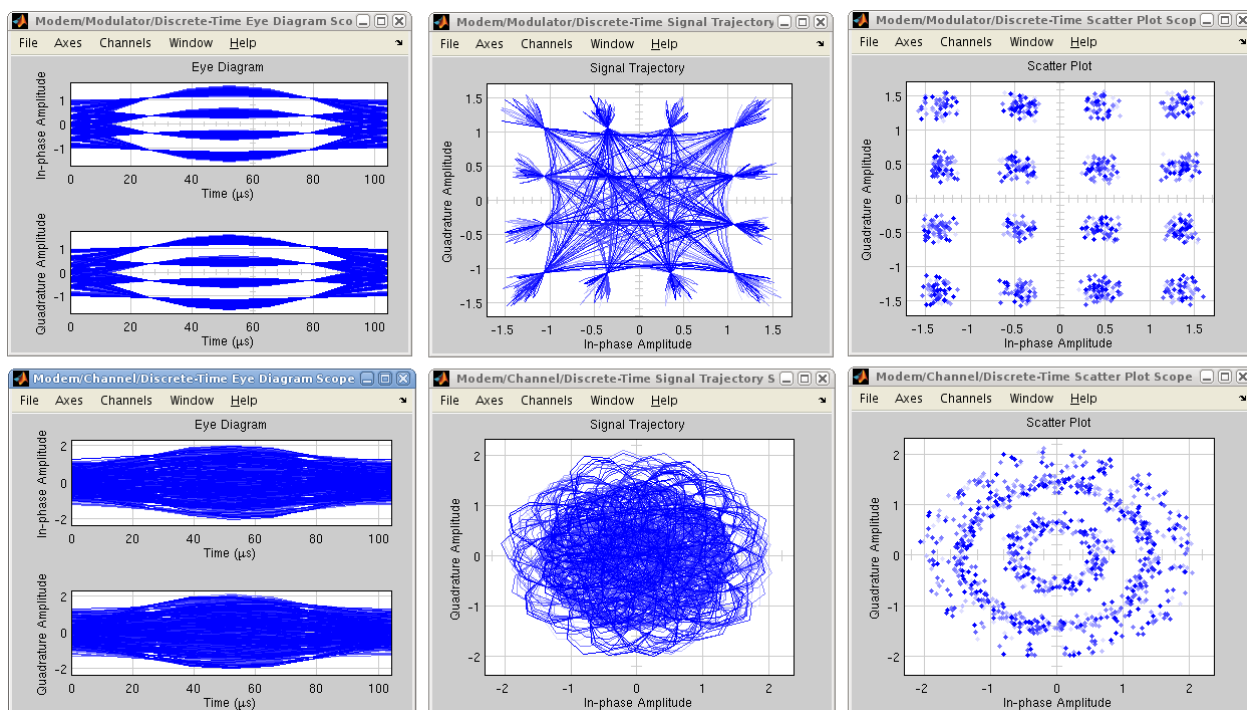


Рисунок 2.10 – Влияние частотного рассогласования

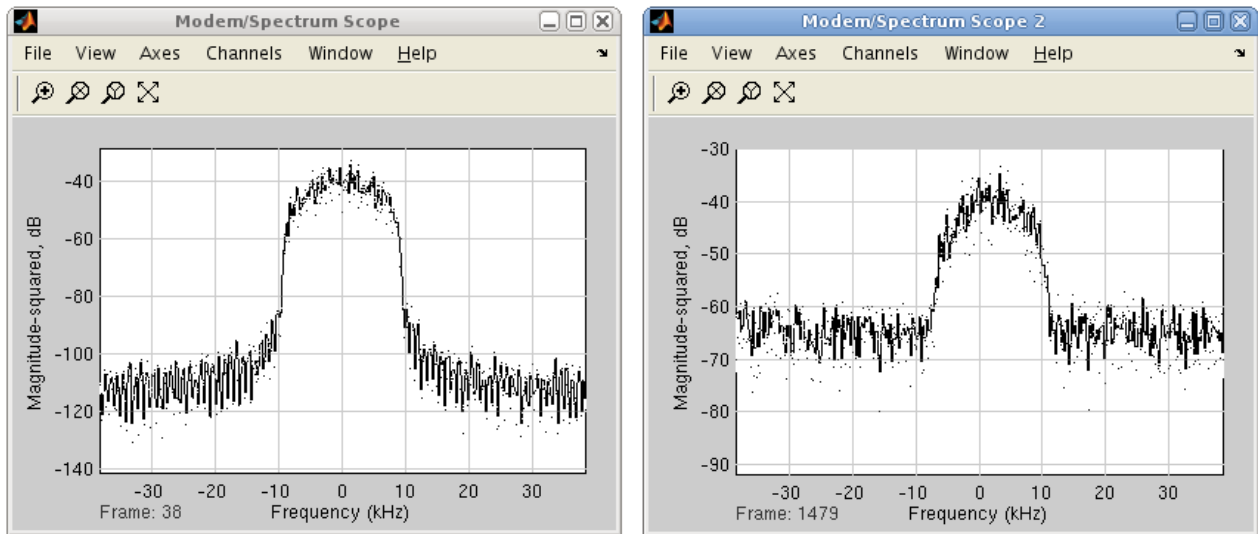


Рисунок 2.11 – Воздействие на сигнал АБГШ и смещение спектра

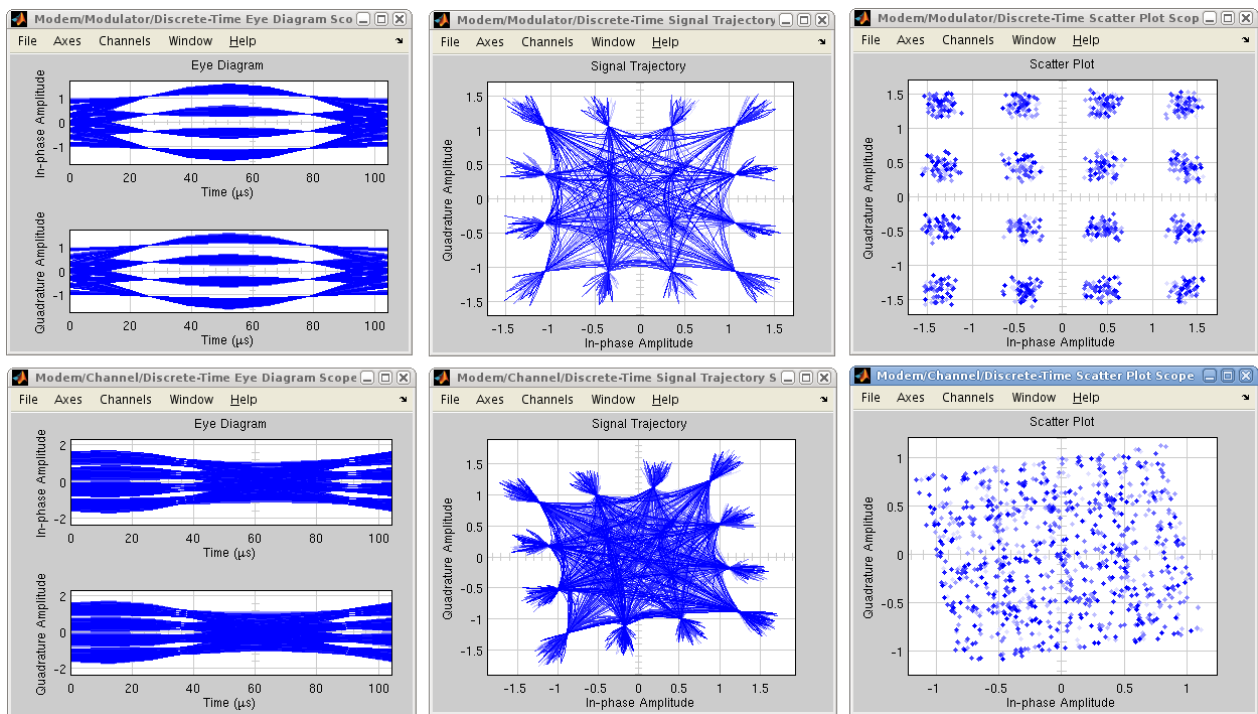


Рисунок 2.12 – Дробная задержка

**Порядок выполнения работы:**

1) Согласно приведенным выше рисункам и описанию, создайте модель канала связи в Simulink, подключите ее к передатчику и убедитесь в ее работоспособности.

2) Установите нулевое частотное и фазовое рассогласование. Задайте нулевую дробную задержку в канале связи. Проведите моделирование при отношениях сигнал/шум 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60 дБ. Оцените значение ОСШ, при котором различие точек в созвездии становится невозможным. Проведите дополнительно 6 измерений возле этого значения. Сохраните для отчета все графики, полученные в ходе моделирования.

3) Установите ОСШ в канале равным 100 дБ. Задайте нулевую дробную задержку. Проведите моделирование при фазовом рассогласовании  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$  и  $360^\circ$ . Проведите моделирование при частотном рассогласовании, равном 10 Гц, 100 Гц, 1 кГц, 3 кГц. Сохраните для отчета все графики, полученные в ходе моделирования.

4) Установите ОСШ в канале равным 100 дБ. Задайте нулевое частотное и фазовое рассогласование. Проведите моделирование при дробной задержке, равной 0.1, 0.5, 1, 2, 3. Сохраните для отчета все графики, полученные в ходе моделирования.

5) По результатам выполнения моделирования составьте отчет, который должен содержать: цели и задачи работы, вид модели в Simulink, графики, полученные при выполнении пунктов 2, 3 и 4, выводы по результатам моделирования.

**Список тем для подготовки к защите:**

- 1) Общие вопросы моделирования канала связи.
- 2) Затухание сигнала в канале связи.
- 3) Воздействие АБГШ на сигнал.
- 4) Частотный и фазовый сдвиг сигнала.
- 5) Задержка в канале связи (дискретная, дробная, аналоговая).
- 6) Многолучевое распространение сигнала.



### Задание 3. Моделирование приемной части цифровой системы связи

**Цель работы:** изучение основ работы приемников цифровых систем связи.

**Задачи работы:** описание теоретических моделей процессов, происходящих в приемниках цифровых систем связи; моделирование системы связи в Simulink.

Для моделирования приемной части системы связи необходимо использовать следующие блоки Simulink:

*Error Rate Calculator* – блок подсчета количества ошибок при приеме информации;

*Display* – блок отображения информации (сигналов);

*To Workspace* – блок вывода данных в среду MATLAB;

*Gain* – усилитель сигнала;

*Raised Cosine Receive Filter* – приемный фильтр с характеристикой поднятого косинуса;

*Downsample* – блок понижения частоты дискретизации;

*Add* – блок суммирования/вычитания сигналов;

*Constant* – источник неизменяемого сигнала (константа);

*Complex to Real-Imag* – блок выделения реальной и мнимой части комплексного сигнала;

*Product* – блок перемножения/деления сигналов;

*Minimum* – блок поиска минимального значения вектора/матрицы сигналов;

*n-D Lookup Table* – блок  $n$ -размерной таблицы соответствий (таблицы истинности);

*Scope* – осциллограф;

*Discrete-Time Eye Diagram Scope* – блок отображения глазковой диаграммы сигнала;

*Discrete-Time Signal Trajectory Scope* – блок отображения траектории вектора комплексной огибающей сигнала на плоскости;

*Discrete-Time Scatter Plot Scope* – блок отображения диаграммы рассеяния сигнала;

*Subsystem* – подсистема, позволяющая оформить часть модели в виде отдельного блока;

*Spectrum Scope* – анализатор спектра сигнала.

На рисунке 2.13 показан вид законченной модели системы цифровой связи в Simulink.

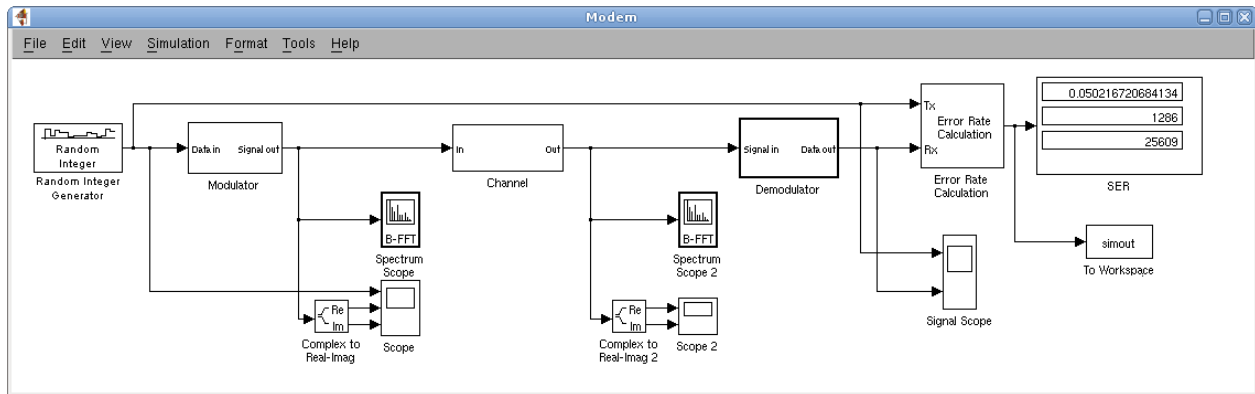


Рисунок 2.13 – Законченная модель системы цифровой связи

Блок приемной части модели системы связи показан на рисунке 2.14. Коэффициент усиления *Gain* выбирается обратным коэффициенту усиления в передатчике. Согласованная фильтрация сигнала выполняется при помощи фильтра с характеристикой корень из приподнятого косинуса (*Raised Cosine Receiver Filter*) со следующими настройками: тип фильтра (*Filter Type*) – корень из приподнятого косинуса (*Square Root*); количество входных отсчетов на один символ (*Input samples per symbol (N)*) – 8; групповая задержка, определяющая длину ИХ фильтра, (*Group Delay*) – 5 символов; коэффициент скругления (*Rolloff Factor*) – 0.8; коэффициент понижения частоты дискретизации (*Output Mode*) – *None*; характер обработки сигнала (*Input Processing*) – *sample based*. Перед понижением частоты дискретизации блоком *Downsample* сигнал выводится на блок отображения глазковой диаграммы и блок отображения траектории вектора комплексной огибающей сигнала.

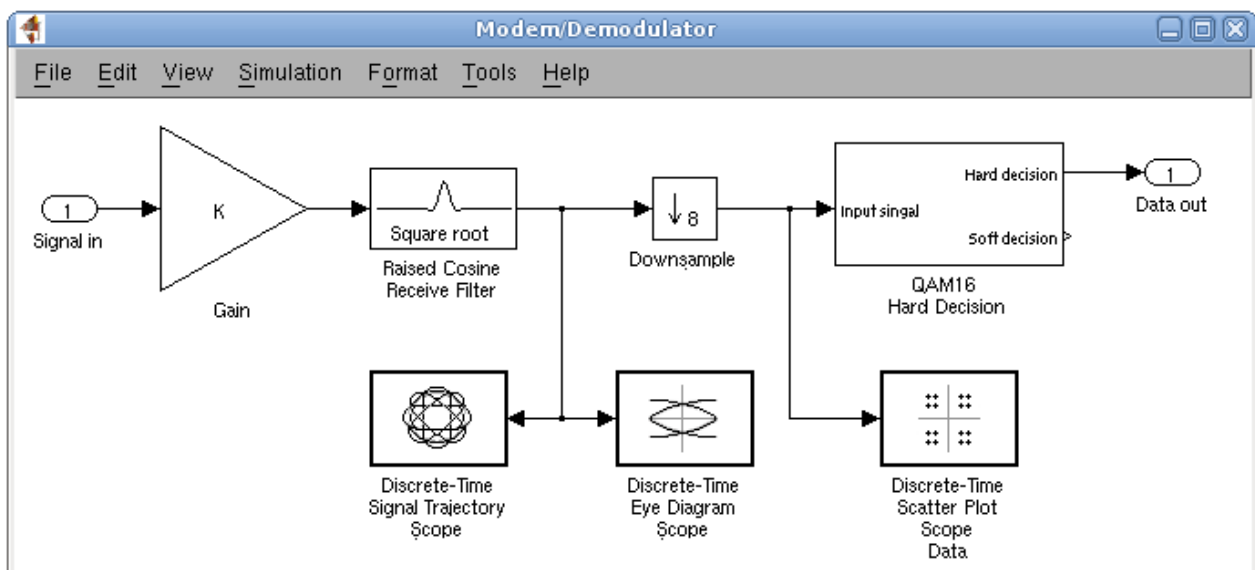


Рисунок 2.14 – Согласованная фильтрация и децимация сигнала

Демодуляция сигнала осуществляется на основе подсчета метрик (рис. 1.37) и выполняется в виде универсального демодулятора (рис. 2.15). Матрица (вектор) созвездия задается при помощи константы (*Constellation* на рис. 2.15). Поиск минимального значения метрики осуществляется при помощи блока *Minimum*.

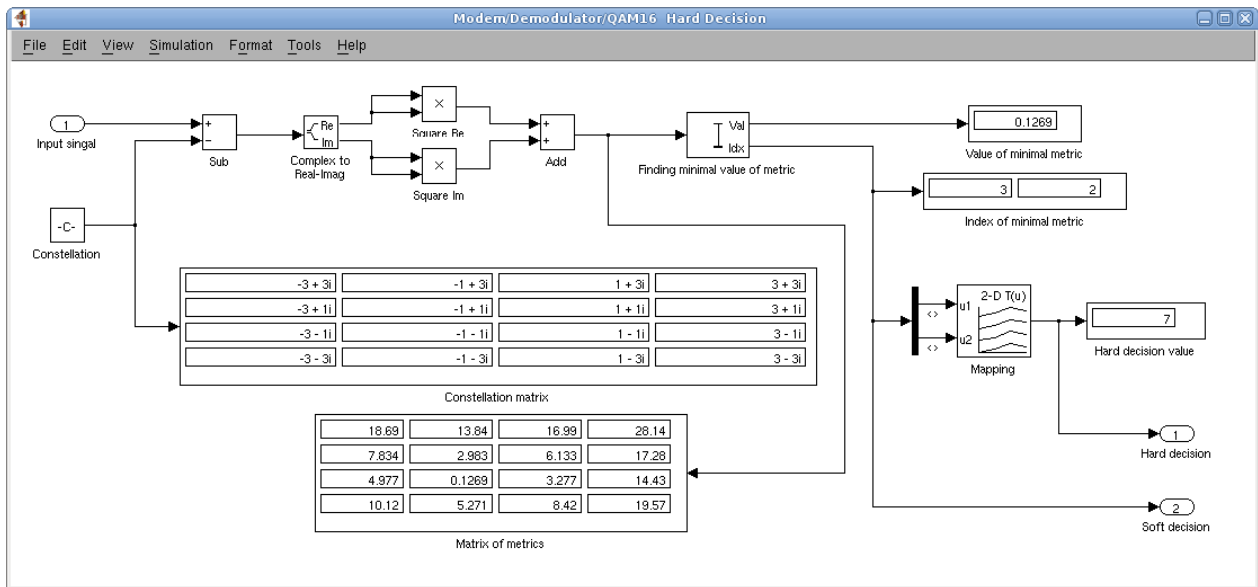


Рисунок 2.15 – Демодулятор сигнала

Соответствие между индексом минимальной метрики и символом задается в блоке *n-D Lookup Table* (рис. 2.16).

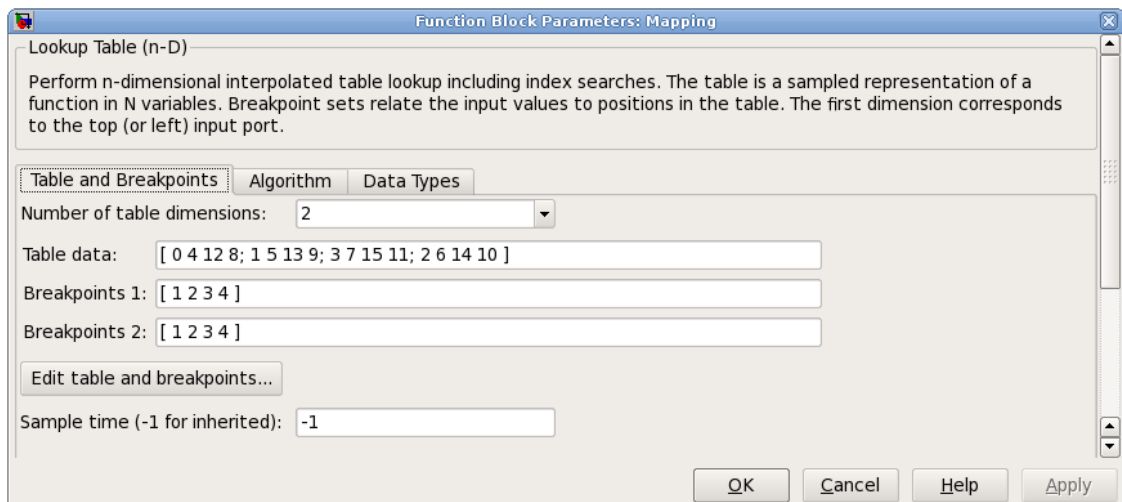


Рисунок 2.16 – Определение соответствий между индексами матрицы созвездия и символами (для QAM16)

На рисунке 2.17 показаны диаграммы принимаемого сигнала с выхода согласованного фильтра при отсутствии шумов, без частотного и фазового

рассогласования и без задержки в канале связи. Из рисунков хорошо видно, что на принимаемое созвездие практически не оказывает влияние межсимвольная интерференция.

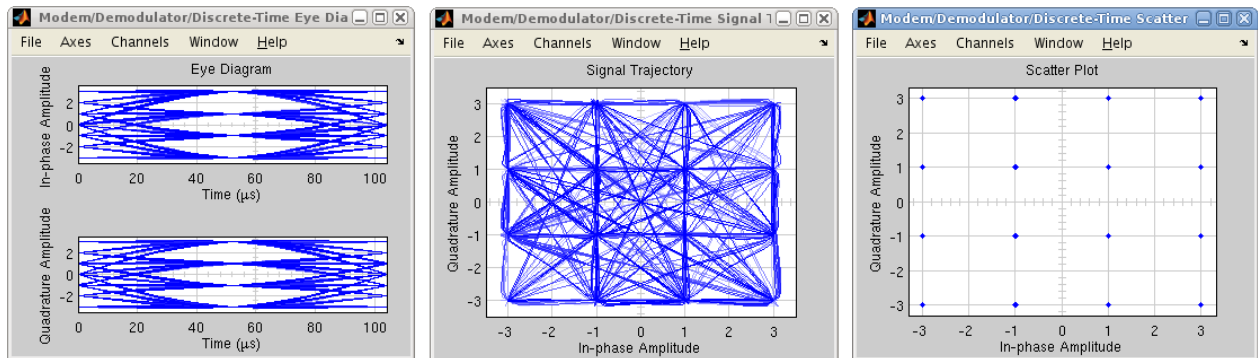


Рисунок 2.17 – Согласованный прием сигнала

Добавление к сигналу АБГШ приводит к размытию точек в созвездии и повышению вероятности ошибки при приеме сигнала (рис. 2.18).

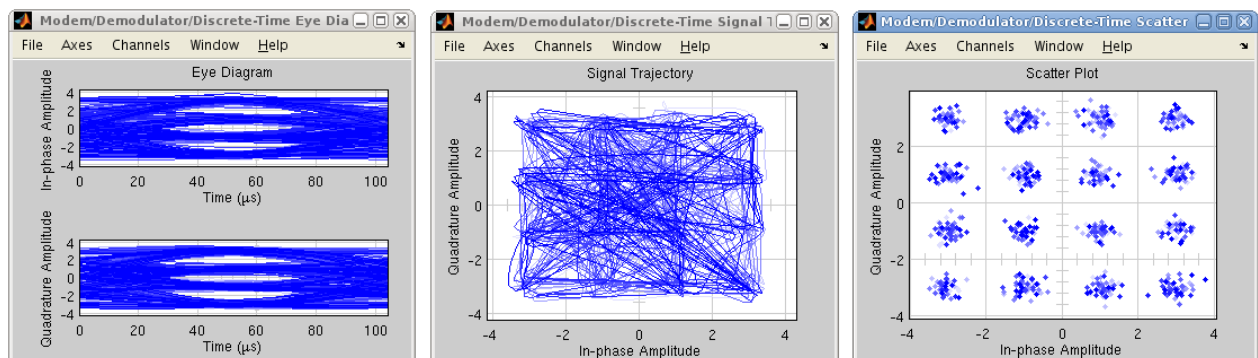


Рисунок 2.18 – Воздействие АБГШ на принимаемый сигнал

Частотное рассогласование приводит к вращению сигнального созвездия, что показано на рисунке 2.19. Фазовое рассогласование приводит к повороту сигнального созвездия (рис. 2.20). Рассинхронизация приемника по символевой частоте приводит к размытию созвездия (рис. 2.21).

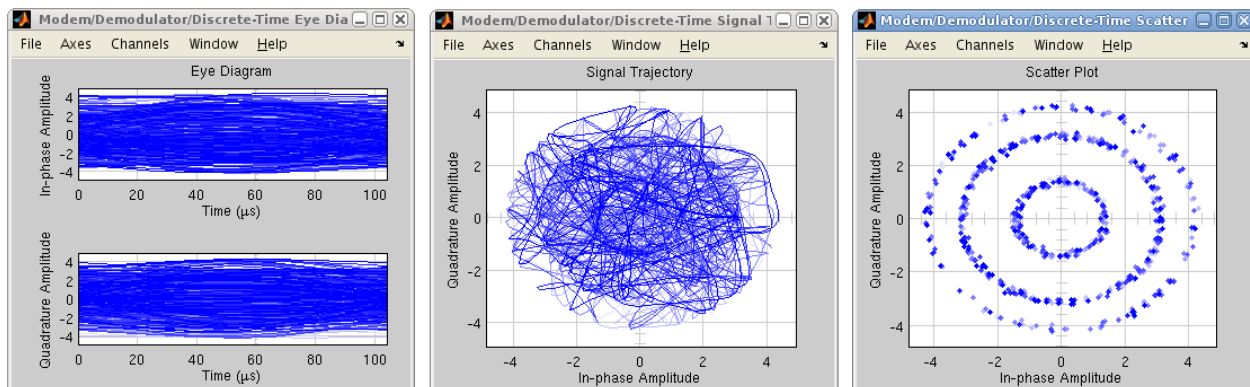


Рисунок 2.19 – Результат частотного рассогласования при приеме

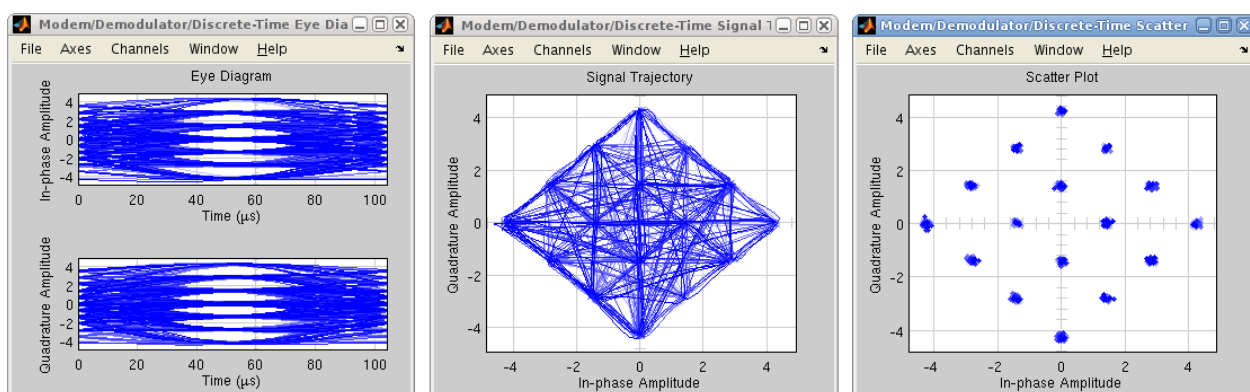


Рисунок 2.20 – Результат фазового рассогласования при приеме

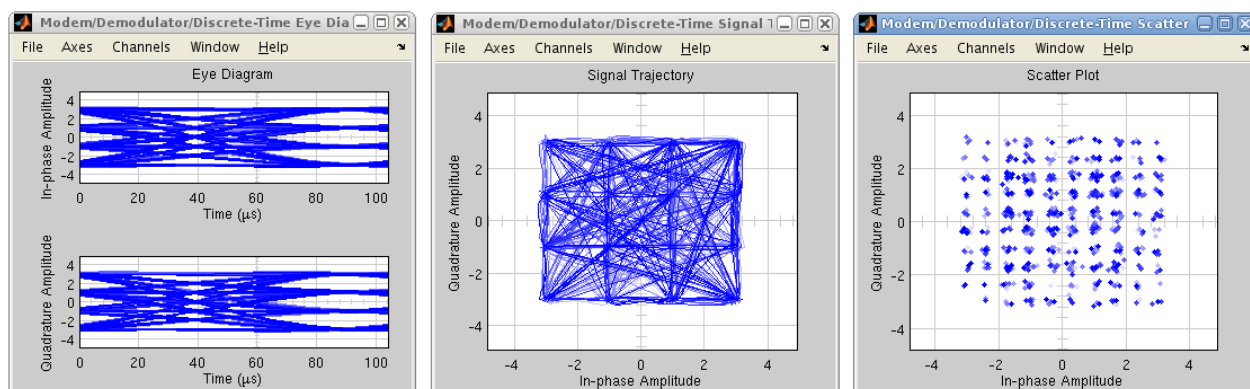


Рисунок 2.21 – Результат рассогласования по  
символьной частоте при приеме

На рисунке 2.22 показаны осциллограммы передаваемого и принимаемого сигналов. Не трудно подсчитать, что общая задержка в системе связи равна 10 периодам следования импульсов данных. Данную задержку нужно учесть в блоке подсчета количества ошибок передачи информации (*Error Rate Calculator – Receive Delay*).

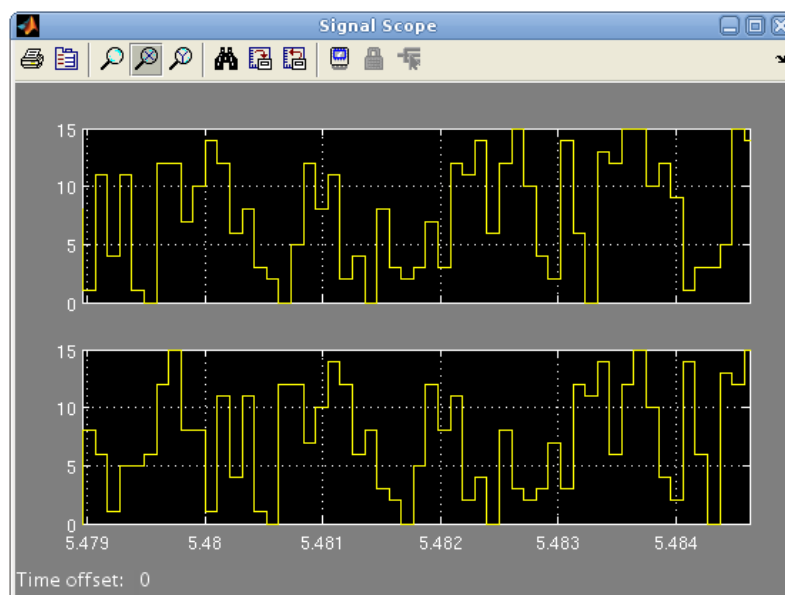


Рисунок 2.22 – Сопоставление передаваемого и принимаемого сигналов

### Порядок выполнения работы:

1) Согласно приведенным выше рисункам и описанию, создайте модель законченной системы связи в Simulink, убедитесь в ее работоспособности.

2) Установите нулевое частотное и фазовое рассогласование. Задайте нулевую дробную задержку в канале связи. Установите ОСШ равным 0 дБ, оцените статистическую вероятность появления ошибки при помощи блока *Error Rate Calculator*. Увеличивайте ОСШ с шагом 5 дБ до достижения значения вероятности символьной ошибки не более  $10^{-5}$ . Проведите ряд дополнительных измерений (не менее 5 точек) в области низких вероятностей символьной ошибки ( $10^{-2} \dots 10^{-5}$ ). Данные занесите в таблицу и постройте график. Сохраните для отчета все графики, полученные в ходе моделирования.

3) Проведите моделирование согласно пункту 2 при фазовом рассогласовании  $5^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $85^\circ$ ,  $175^\circ$ . Данные занесите в таблицу и постройте график зависимости символьной ошибки от фазового рассогласования. При необходимости скорректируйте диапазон углов фазового рассогласования для конкретного вида манипуляции.

4) Проведите моделирование согласно пункту 2 при дробной задержке в канале связи 0.1, 0.5, 1, 3.9. Данные занесите в таблицу и постройте график

зависимости символьной ошибки от дробной задержки в канале связи. При необходимости скорректируйте диапазон задержек для конкретного вида манипуляции.

5) По результатам выполнения моделирования составьте отчет, который должен содержать: цели и задачи работы, вид модели в Simulink, таблицы и графики, полученные при выполнении пунктов 2, 3 и 4, выводы по результатам моделирования.

#### **Список тем для подготовки к защите:**

- 1) Общие вопросы построения приемных систем цифровой связи.
- 2) Архитектура первого поколения цифровых приемников.
- 3) Архитектура второго поколения цифровых приемников.
- 4) Архитектура третьего поколения цифровых приемников.
- 5) Согласованная фильтрация сигнала.
- 6) Демодуляция сигнала. Расчет метрик. Мягкое решение. Жесткое решение.

#### Задание 4. Моделирование системы восстановления несущего колебания

**Цель работы:** исследование систем синхронизации приемных устройств цифровой связи.

**Задачи работы:** описание теоретических моделей процессов, происходящих в блоках синхронизации цифровых систем связи; моделирование системы цифровой связи с блоком восстановления несущего колебания в Simulink.

Для моделирования блока восстановления несущего колебания системы связи необходимо использовать следующие блоки Simulink:

*Delay* – блок дискретной задержки сигнала;

*Sign* – блок, выдающий +1 для положительного сигнала и -1 для отрицательного.

*Math Function* – блок математической обработки сигнала (модуль, логарифм, экспонента и т. д.);

*Gain* – усилитель сигнала;

*Add* – блок суммирования/вычитания сигналов;

*Constant* – источник неизменяемого сигнала (константа);

*Complex to Real-Imag* – блок выделения реальной и мнимой части комплексного сигнала;

*Product* – блок перемножения/деления сигналов;

*Scope* – осциллограф;

*Subsystem* – подсистема, позволяющая оформить часть модели в виде отдельного блока.

На рисунке 2.23 показан вид модели системы цифровой связи в Simulink с петлей восстановления несущего колебания (петля Костаса).



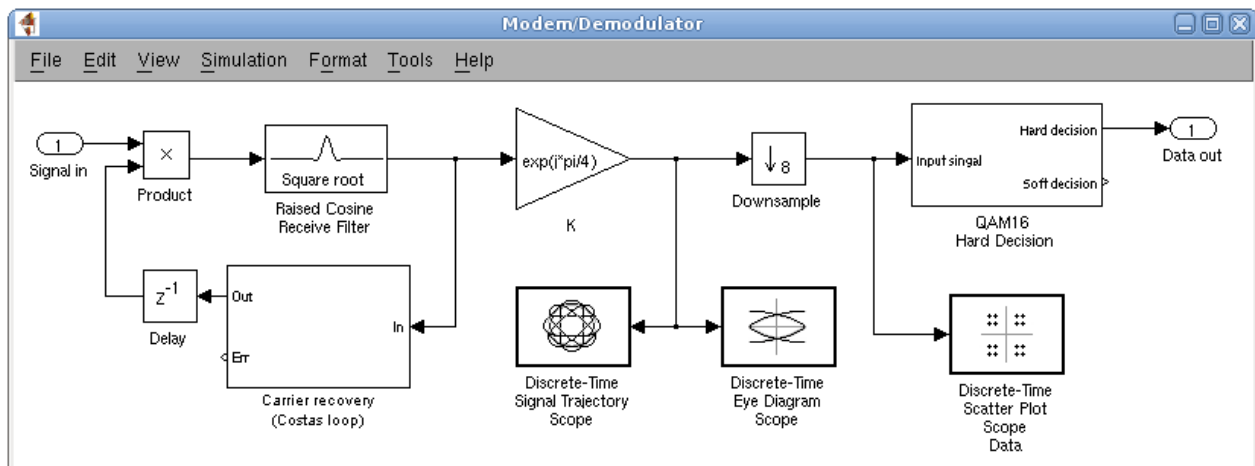


Рисунок 2.23 – Приемная часть системы связи с блоком синхронизации по несущему колебанию

Петля Костаса (рис. 2.24) состоит из детектора Костаса (2.25), фильтра низких частот обратной связи (ФНЧ ОС) и генератора, управляемого кодом (*Numeric Controlled Oscillator*).

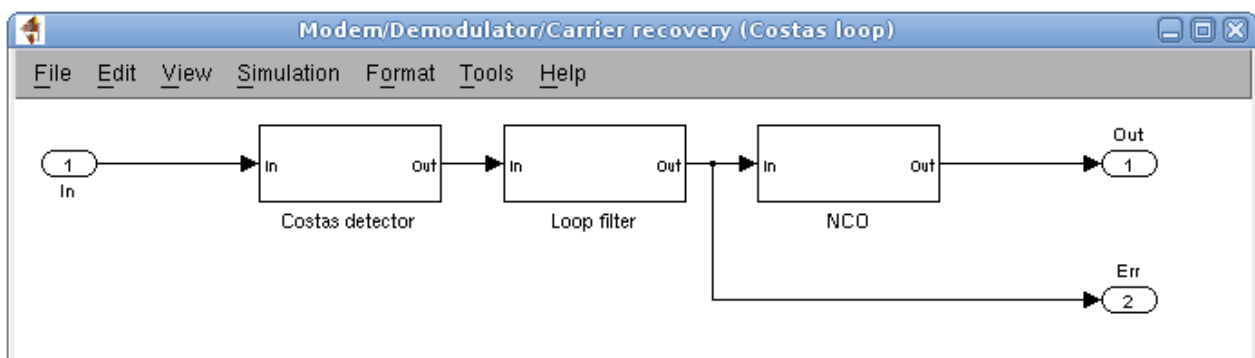


Рисунок 2.24 – Петля Костаса

На рисунке 2.65 показан вид модели фильтра обратной связи. При помощи блоков усиления задаются коэффициент пропорциональной части и коэффициент интегральной части звена регулирования. Модель интегратора показана на рисунке 2.27. На рисунке 2.28 показана модель генератора комплексного сигнала, управляемого сигналом с фильтра обратной связи.

На рисунке 2.29 показан пример работы петли синхронизации. Сверху приведены синфазная и квадратурная составляющие входного сигнала, затем составляющие скорректированного сигнала и составляющие сигнала коррекции. На нижнем графике приведен сигнал ошибки с выхода фильтра обратной связи.

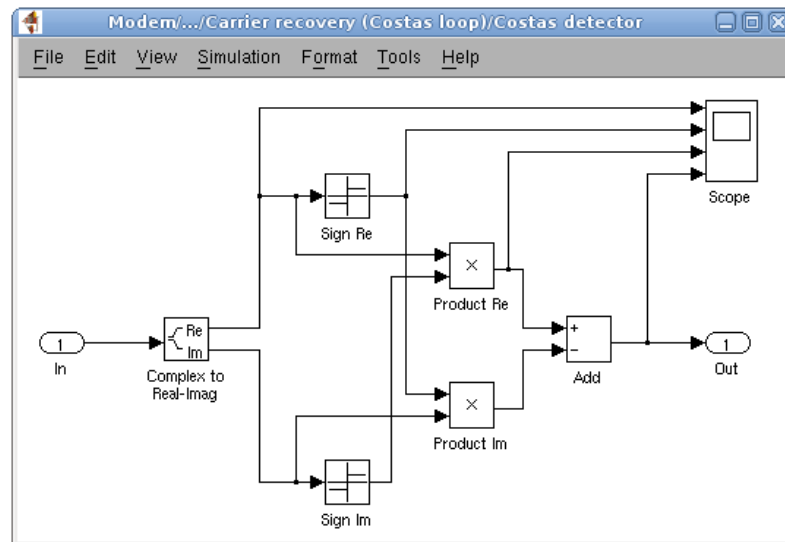


Рисунок 2.25 – Детектор Костаса

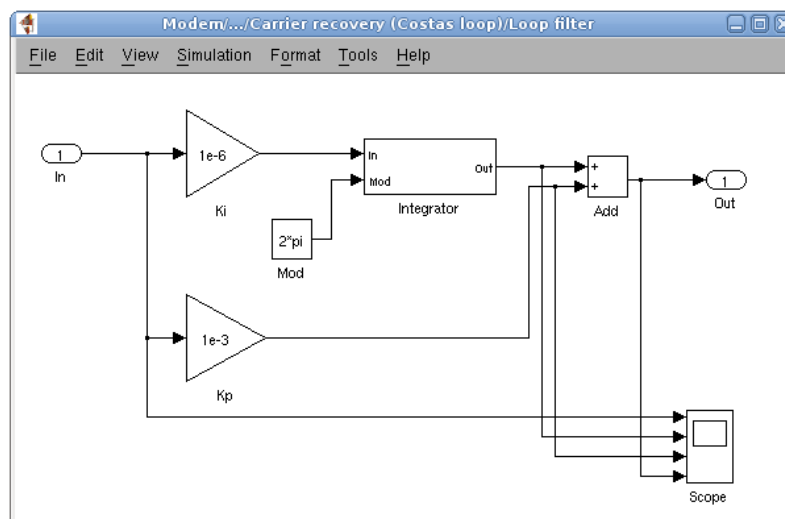


Рисунок 2.26 – Фильтр петли обратной связи

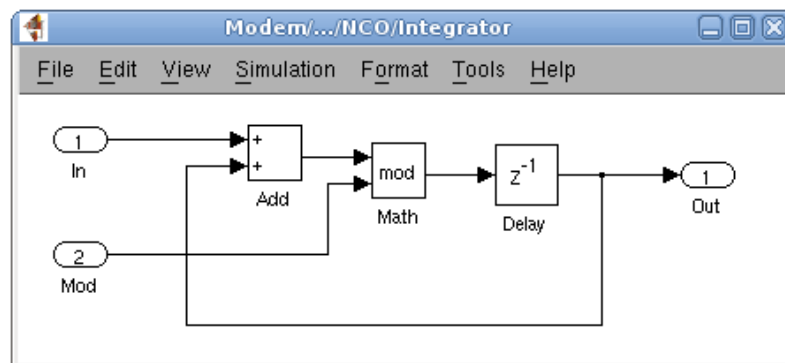


Рисунок 2.27 – Модель интегратора

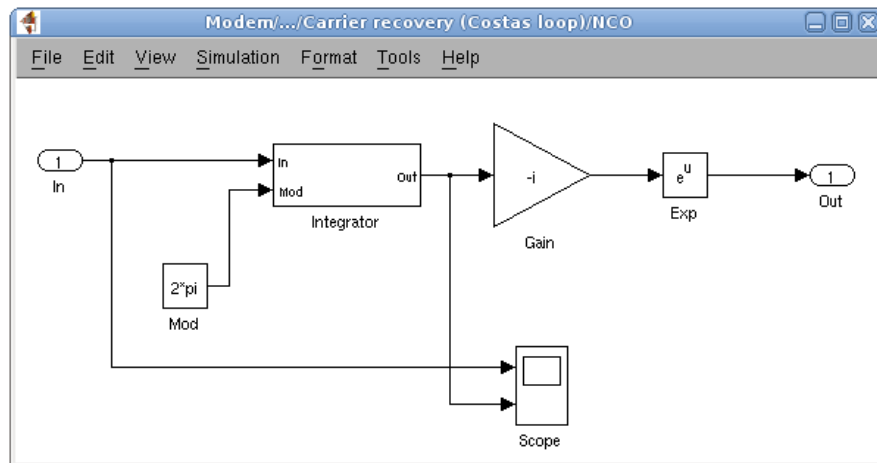


Рисунок 2.28 – Генератор комплексного сигнала, управляемый кодом

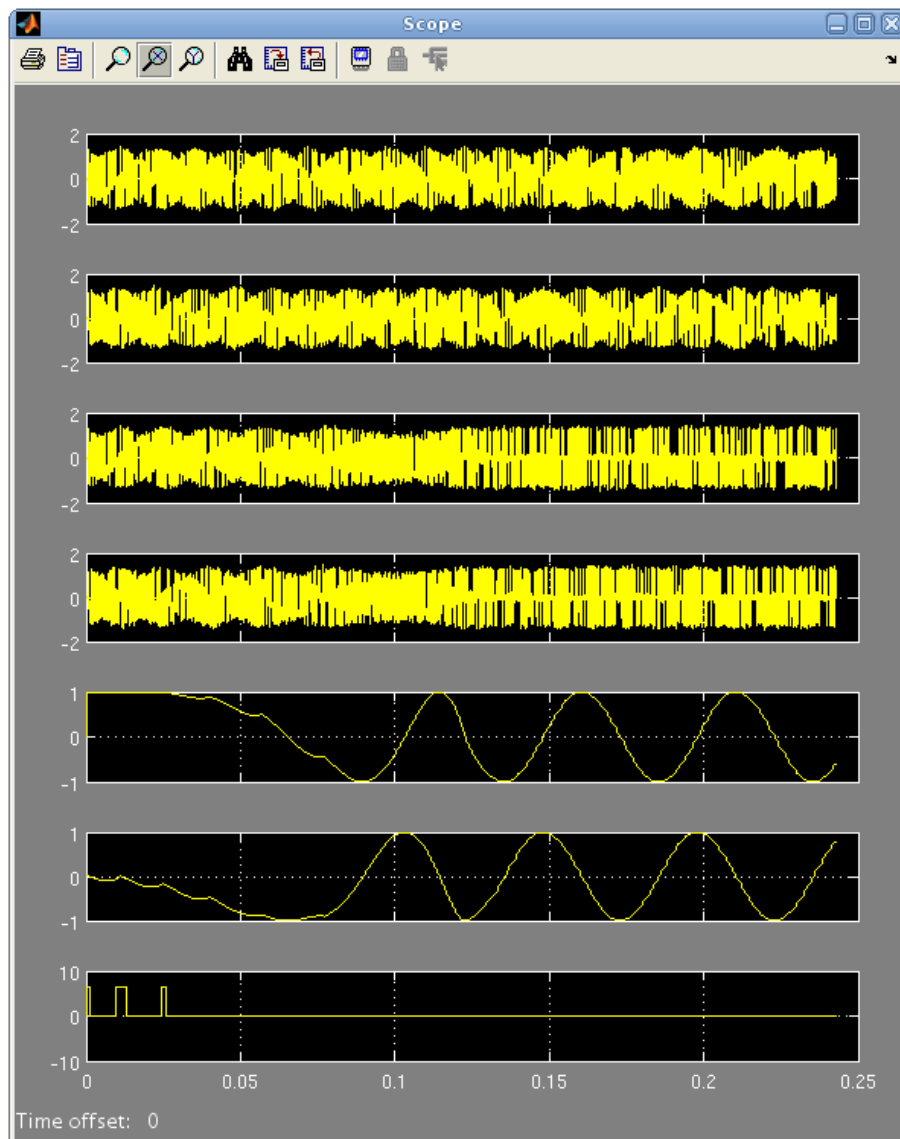


Рисунок 2.29 – Коррекция частотного рассогласования

### **Порядок выполнения работы:**

1) Согласно приведенным выше рисункам и описанию, создайте модель системы связи в Simulink с блоком восстановления несущего колебания, убедитесь в ее работоспособности.

2) Установите нулевую дробную задержку в канале связи и задайте ОСШ равным 100 дБ. При нулевом фазовом и частотном рассогласовании убедитесь в работоспособности модели. Задайте фазовое рассогласование  $40^\circ$  и наблюдайте на блоке отображения сигнального созвездия процесс автоматического регулирования. Устанавливая различное фазовое рассогласование, создайте все возможные случаи ложной синхронизации системы связи. Сохраните для отчета все графики, полученные в ходе моделирования.

3) При нулевом фазовом рассогласовании задайте частотный сдвиг сигнала 10 Гц, наблюдайте переходной процесс системы регулирования. Устанавливая различные значения частотного рассогласования, найдите максимальное значение, при котором система автоподстройки частоты работоспособна.

4) Оцените влияние изменения коэффициента пропорциональной части системы автоматического регулирования на длительность переходного процесса и максимальное значение частотного рассогласования (согласно пункту 3). Найдите и зафиксируйте оптимальное значение коэффициента пропорциональной части для максимального частотного рассогласования и для наиболее быстрой работы петли регулирования при частотном рассогласовании 10 Гц.

5) Оцените влияние изменения коэффициента интегральной части системы автоматического регулирования согласно пункту 4.

6) По результатам выполнения моделирования составьте отчет, который должен содержать: цели и задачи работы, вид модели в Simulink, таблицы и графики, полученные при выполнении пунктов 2, 3, 4 и 5, выводы по результатам моделирования.

### **Список тем для подготовки к защите:**

- 1) Системы восстановления несущего колебания.
- 2) Петля с возведением сигнала в квадрат (петля Пистолькорса). Синфазно-квадратурная петля (петля Костаса).
- 3) Петля символьной синхронизации.
- 4) Фазовая неоднозначность при приеме сигналов с подавленным несущим колебанием. Способы решения фазовой неоднозначности.
- 5) Системы автоматического регулирования уровня усиления сигнала.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1) Берлин, А. Н. Цифровые сотовые системы связи. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 296 с.
- 2) Весоловский, Кшиштоф. Системы подвижной радиосвязи. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 536 с.
- 3) Вернер, М. Основы кодирования. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
- 4) Волков, Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
- 5) Галкин, В. А. Цифровая мобильная радиосвязь. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
- 6) Глинченко, А. С. Цифровая обработка сигналов: Красноярск: ИПЦ КГТУ. 2005. – 482 с.
- 7) Дьяконов, В. П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 976 с.
- 8) Золотарев, В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.
- 9) Ипатов, В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
- 10) Макаров, С. Б. Телекоммуникационные технологии. Введение в технологию GSM. Академия, 2008. – 256 с.
- 11) Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2006. – 320 с.
- 12) Прокис, Джон. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
- 13) Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.
- 14) Томаси, У. Электронные системы связи. – М.: Техносфера, 2007. – 1360 с.
- 15) Nezami, Mohamed. RF Architectures & Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers, 2003. – 512 с.
- 16) Rice, Michael. Digital Communications: A Discrete-Time Approach. 2009. – 778 с.