

5064

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

**МОДУЛЯЦИЯ, синхронизация, коррекция
частотных характеристик и кодирование
при передаче дискретных сообщений**

Методические указания к курсовой работе

Рязань 2016

УДК 621.394.4(075.8)

Модуляция, синхронизация, коррекция частотных характеристик и кодирование при передаче дискретных сообщений. Методические указания к курсовой работе / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. В.В. Езерский. Рязань, 2016. 24 с.

Содержатся исходные данные для выполнения курсовой работы по курсу "Основы передачи дискретных сообщений". Приведены краткие рекомендации по выполнению расчётов.

Предназначены для студентов 4-го курса направления подготовки бакалавров 11.03.02 "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" радиотехнического факультета.

Табл. 6, Ил. 9. Библиогр.: 17 назв.

Модуляция частотная, фазовая, относительная фазовая, модуляторы, демодуляторы, синхронизация, синхронизаторы, коррекция, частотные характеристики, фазовые корректоры, численные коды, кодирующие устройства, декодирующие устройства

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра РУС Рязанского государственного радиотехнического университета (зав. кафедрой проф. С.Н. Кириллов)

Модуляция, синхронизация, коррекция частотных характеристик и кодирование при передаче дискретных сообщений

Составитель Езерский Виктор Витольдович

Редактор Р.К. Мангутова
Корректор Н.А. Орлова

Подписано в печать 30.07.16. Формат бумаги 60x84 1/16.
Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 1, 5.

Тираж 50 экз. Заказ 3184.
Рязанский государственный радиотехнический университет.
390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.
Редакционно-издательский центр РГРТУ.

1. Введение

Учебным планом направления подготовки бакалавров 11.03.02 "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" предусмотрено в седьмом семестре выполнение курсовой работы по дисциплине "Основы передачи дискретных сообщений".

При проектировании системы передачи дискретных сообщений возникает необходимость обеспечить заданную скорость передачи в заданное время с требуемым качеством. Для достижения этих характеристик необходимо решить четыре задачи: выбрать протокол модуляции и вид модуляции, выбрать метод синхронизации и рассчитать параметры системы синхронизации, обеспечить коррекцию непрерывного канала связи и разработать систему кодирования-декодирования циклического избыточного кода. Протокол и вид модуляции обеспечивают заданную скорость модуляции. Система синхронизации позволяет выполнить правильный прием сообщений. Коррекция частотных характеристик канала связи обеспечивает минимальный уровень межсимвольных искажений. Применение помехоустойчивого избыточного кодирования обеспечивает заданную верность приема дискретных сообщений.

2. Задание

Разработать систему передачи дискретных сообщений на основе решения четырех задач.

Задача 1

Выборать метод модуляции и разработать схему модулятора и демодулятора. Рассчитать вероятность ошибки на символ. Отношение сигнал-шум, скорость модуляции и требуемая скорость передачи информации для заданного варианта представлены в табл. 1. Вариант формирования для заданного студента в списке для 18-й группы и номеру, соответствует номеру студента в списке для 18-й группы и номеру, увеличенному на 20, для 19-й группы.

Таблица 1

Вариант	Q, дБ	V _{мод}	V _{инф}	Вариант	Q, дБ	V _{мод}	V _{инф}
1	15	600	2400	21	14	1200	19200
2	20	700	4800	22	17	1100	14400
3	22	800	9600	23	20	1000	9600
4	23	900	14400	24	22	900	4800
5	18	1000	19200	25	20	800	2400
6	20	700	2400	26	15	700	1200
7	17	800	4800	27	20	1200	19200

Окончание таблицы 1

Вариант	Q, дБ	V _{мод}	V _{инф}	Вариант	Q, дБ	V _{мод}	V _{инф}
8	21	900	9600	28	18	1100	14400
9	16	700	14400	29	15	1000	9600
10	23	800	19200	30	20	900	4800
11	20	900	2400	31	17	800	2400
12	17	1000	4800	32	12	600	1200
13	21	1100	9600	33	20	1200	19200
14	23	1200	14400	34	22	1100	14400
15	22	600	19200	35	17	1000	9600
16	15	700	2400	36	15	900	4800
17	17	800	4800	37	18	800	2400
18	19	900	9600	38	15	600	1200
19	20	1000	14400	39	20	1200	19200
20	21	1100	19200	40	18	1100	14400

Этапы выполнения задачи 1

1. Выбор вида модуляции.
2. Разработка схемы модулятора и демодулятора.
3. Расчёт вероятности ошибки на символ.

Задача 2

Выбрать метод синхронизации и разработать схемы фазирующего устройства и синхронизатора. Рассчитать параметры устройства синхронизации с представленными в табл. 2 временем синхронизации t_c , временем поддержания синфазности $t_{нс}$, среднеквадратическим значением краевых искажений $\sigma_{ки}$ и коэффициентом неустойчивости генератора k_z .

Таблица 2

Вариант	t_c, c	$t_{нс}, c$	$\sigma_{ки}, \%$	k_z
1	0,5	5	5	10^{-5}
2	1	6	10	10^{-6}
3	1,5	7	15	10^{-7}
4	2	8	20	10^{-5}
5	2,5	9	25	10^{-6}
6	3	10	5	10^{-7}
7	0,5	11	10	10^{-5}
8	1	12	15	10^{-6}

Окончание таблицы 2

Вариант	t_c, c	$t_{нс}, c$	$\sigma_{ки}, \%$	k_z
9	1,5	13	20	10^{-7}
10	2	14	25	10^{-5}
11	2,5	15	5	10^{-6}
12	3	16	10	10^{-7}
13	0,5	17	15	10^{-5}
14	1	18	20	10^{-6}
15	1,5	19	25	10^{-7}
16	2	20	5	10^{-5}
17	2,5	5	10	10^{-6}
18	3	6	15	10^{-7}
19	0,5	7	20	10^{-5}
20	1	8	25	10^{-6}
21	1,5	9	5	10^{-7}
22	2	10	10	10^{-5}
23	2,5	11	15	10^{-6}
24	3	12	20	10^{-7}
25	0,5	13	25	10^{-5}
26	1	14	5	10^{-6}
27	1,5	15	10	10^{-7}
28	2	16	15	10^{-5}
29	2,5	17	20	10^{-6}
30	3	18	25	10^{-7}
31	0,5	19	5	10^{-5}
32	1	20	10	10^{-6}
33	1,5	5	15	10^{-7}
34	2	6	20	10^{-5}
35	2,5	7	25	10^{-6}
36	3	8	5	10^{-7}
37	0,5	9	10	10^{-5}
38	1	10	15	10^{-6}
39	1,5	11	20	10^{-7}
40	2	12	25	10^{-5}

Этапы выполнения задачи 2

1. Выбор метода синхронизации.
2. Разработка схемы синхронизатора.
3. Расчёт параметров устройства синхронизации.

Задача 3

Выборать метод коррекции фазочастотной характеристики (ФЧХ) канала ТЧ, форма которой для одного переприёмного участка задана выражением:

$$\varphi(\omega) = t_s(\omega - \omega_0) + b_1 \sin[d_1(\omega - \omega_0)] + b_2 \sin[d_2(\omega - \omega_0)]. \quad (1)$$

Найти требования к ФЧХ корректора и разработать схему корректора и схему подключения корректора к каналу связи. Параметры ФЧХ канала сведены в табл. 3 при $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1800 \text{ Гц}$.

Таблица 3

Вариант	$t_s, \text{мс}$	b_1	b_2	$d_1, \text{мс}$	$d_2, \text{мс}$
1	1	5	0,1	2	4
2	2	0,2	4	4	2
3	3	3	0,3	2	4
4	4	0,4	2	4	2
5	5	1	0,5	2	4
6	6	5	0,1	2	4
7	7	0,2	4	4	2
8	8	3	0,3	2	4
9	9	0,4	2	4	2
10	10	1	0,5	2	4
11	1	5	0,1	2	4
12	2	0,2	4	4	2
13	3	3	0,3	2	4
14	4	0,4	2	4	2
15	5	1	0,5	2	4
16	6	5	0,1	2	4
17	7	0,2	4	4	2
18	8	3	0,3	2	4
19	9	0,4	2	4	2
20	10	1	0,5	2	4
21	1	5	0,1	2	4
22	2	0,2	4	4	2
23	3	3	0,3	2	4
24	4	0,4	2	4	2
25	5	1	0,5	2	4
26	6	5	0,1	2	4
27	7	0,2	4	4	2
28	8	3	0,3	2	4

Окончание таблицы 3

Вариант	$t_s, \text{мс}$	b_1	b_2	$d_1, \text{мс}$	$d_2, \text{мс}$
29	9	0,4	2	4	2
30	10	1	0,5	2	4
31	1	5	0,1	2	4
32	2	0,2	4	4	2
33	3	3	0,3	2	4
34	4	0,4	2	4	2
35	5	1	0,5	2	4
36	6	5	0,1	2	4
37	7	0,2	4	4	2
38	8	3	0,3	2	4
39	9	0,4	2	4	2
40	10	1	0,5	2	4

Количество переприёмных участков вычисляется по формуле $N_{\text{с.п.}} = 1 + [2 + N] \bmod 8$, где N - номер варианта.

Этапы выполнения задачи 3

1. Выбор метода коррекции.
2. Определение неравномерности группового времени запаздывания (ГВЗ) канала.
3. Определение требуемого ГВЗ корректора.
4. Разработка схемы корректора.

Задача 4

Разработать систему кодирования/декодирования циклического кода для k -элементного избыточного кода, который исправляет t_u ошибок. Исходные данные представлены в табл. 4. Привести структурные схемы кодирующего и декодирующего устройств. Оценить вероятность получения необнаруживаемой ошибки на выходе системы, если вероятность ошибки q в канале связи меняется от 10^{-6} до 10^{-2} .

Таблица 4

Вариант	k	t_u	Вариант	k	t_u
1	5	1	21	7	4
2	6	5	22	8	3
3	7	3	23	9	1
4	8	2	24	5	5

Окончание таблицы 4

Вариант	k	t_u	Вариант	k	t_u
5	9	4	25	6	1
6	10	1	26	7	2
7	5	2	27	8	5
8	6	4	28	6	6
9	7	6	29	7	1
10	8	1	30	5	3
11	9	3	31	5	5
12	10	2	32	6	2
13	5	3	33	7	4
14	6	3	34	6	6
15	7	5	35	9	3

Этапы выполнения задачи 4

1. Определение числа проверочных элементов избыточного кода.
2. Построение функциональной схемы устройства кодирования полученного кода.
3. Расчёт матрицы синдромов для однократной ошибки.
4. Построение функциональной схемы устройства декодирования полученного кода.
5. Построение графика появления необнаруживаемой ошибки при заданном изменении вероятности ошибки в канале связи.

3. Методические указания

3.1. Модуляция и демодуляция сигналов

Виды модуляции сигналов, протоколы модуляции при передаче дискретных сообщений, а также возможные схемы модуляторов и демодуляторов подробно изложены в [17].

Выбор вида модуляции зависит от требуемой скорости передачи информации.

Наиболее широко применяются:

- частотная модуляция (ЧМ);
- относительная фазовая модуляция (ОФМ), когда информация о передаваемом бите записана в изменении фазы текущей посылки относительно предыдущей;
- двойная относительная фазовая модуляция (ДФОМ), когда относительным изменением фазы текущей посылки управляют два бита передаваемых данных;

- амплитудно-фазовая или квадратурная модуляция (КАМ), при которой передаваемые группы бит управляют фазой и амплитудой передаваемого сигнала;

- треллис-модуляция (ТСМ), заключающаяся в совмещении КАМ со сверточным кодированием.

Рекомендуемые скорости передачи для этих видов модуляции приводятся в протоколах серии V.

Протокол V.21 является дуплексным и использует ЧМ и частотное разделение каналов. Скорость модуляции и скорость передачи данных соответственно 300 Бод и 300 бит/с.

Протокол V.22 полудуплексный, использующий ОФМ и ДФОМ при частотном разделении каналов передачи взаимодействующих модемов. Несущие частоты - 1200 Гц и 2400 Гц. Скорость модуляции - 600 Бод. Соответственно скорость передачи информации - 600 бит/с и 1200 бит/с. Предусмотрено использование корректора фазовых искажений (эквалайзера) с фиксированной характеристикой.

Протокол V.22bis имеет такие же несущие частоты и скорости модуляции. Виды модуляции ДФОМ и КАМ-16. Соответственно скорости передачи - 1200 бит/с и 2400 бит/с.

Протокол V.23 обеспечивает использование ЧМ в коммутируемых каналах со скоростями 600 и 1200 бит/с при полудуплексном режиме передачи с использованием неадаптивного эквалайзера и реализует служебный обратный канал со скоростью передачи 75 бит/с.

Протоколы V.26, V. 26bis и V.26ter используют ДФОМ со скоростью модуляции 1200 Бод. Для них соответственно обеспечиваются дуплексная передача по четырёхпроводным выделенным линиям, полудуплексная передача по двухпроводным коммутируемым линиям и в последнем случае, благодаря технологии эхо-подавления и адаптивной коррекции, - дуплексная передача.

Протокол V.32 использует КАМ-16 или КАМ-32 с применением треллис-кодирования (сигнально-кодовая конструкция СКК-32 с исключением одного избыточного бита на четыре информационных бита. Обязательная реализуются функции эхо-подавления и соответственно дуплексная передача по двухпроводным каналам ТЧ. Обеспечиваются скорости передачи 9600, 4800 и 2400 бит/с. Частота несущей - 1800 Гц при полосе частот от 300 до 3000 Гц.

Протокол V.32bis обеспечивает скорости передачи до 14400, 1200, 9600, 7200 бит/с с треллис-кодированием и 4800 бит/с без кодирования при скорости модуляции 2400 Бод. Обеспечивается дуплексный режим при работе по коммутируемым каналам ТЧ и арендуемым

двухпроводным линиям передачи с эхо подавлением. Частота несущей равна 1800 Гц при положе частот от 300 до 3000 Гц.

Протокол V.33 предназначен для обеспечения дуплексной связи по четырехпроводным выделенным каналам на частоте 1800 Гц при скорости модуляции 2400 Бод. Используются КАМ совместно с речетчатым кодированием на основе СКК-64 и СКК-128. Благодаря этому достигаются скорости передачи 12000 и 14400 бит/с. Входной поток данных скремблируется самосинхронизирующим скремблером.

Протоколы V.34/V.34bis обеспечивают передачу данных со скоростями соответственно 28800 и 33600 бит/с в коммутлируемых каналах ТЧ и на двухточечных двухпроводных выделенных линиях связи. Скорость передачи выбирается в диапазоне от 2400 бит/с до максимальной с шагом 2400 бит/с. Скорость модуляции не является фиксированной и выбирается из шести возможных вариантов, равных 2400, 2743, 2800, 3000, 3200 и 3429 символов/с. Используется многопозиционная КАМ с речетчатым кодированием при увеличенной размерности кодируемого информационного элемента. Кроме двух параметров — амплитуды и фазы, используется третий — время. Каждый кодируемый элемент представляет собой два последовательно передаваемых сигнала, модулируемых по амплитуде и фазе. В результате получается четырехмерное пространство. В протоколе имеются 50 различных сигнальных созвездий для работы на всех возможных скоростях. Значение несущей частоты выбирается из ряда 1600, 1646, 1680, 1800, 1829, 1867, 1920, 1959, 2000 Гц. Обеспечивается адаптивная подстройка передатчика и приемника под свойства канала связи.

Модуляция ДОФМ выполняется с помощью схемы, показанной на рис. 1.

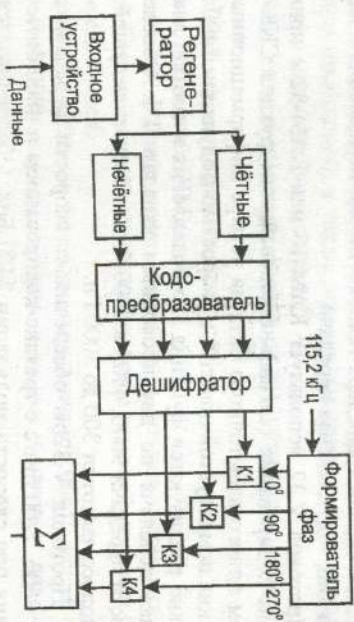


Рис. 1

Полетная информация в двоичном коде (данные) поступает во входное устройство, где происходит преобразование бинарных импульсов в однополярные. Далее сигнал поступает на регенератор, где осуществляется привязка импульсов двоичного кода к фронту импульсов ТЧ.

Для увеличения скорости передачи импульсы входного кода разделяются на два потока: поток четных и поток нечетных символов. Длительность каждого символа при этом удваивается, и они совмещаются по времени. Пара совмещенных во времени символов (четный и нечетный) образует дибит. По содержанию текущего дибита и значению фазы предыдущей послылки кодпреобразователь формирует сигнал, открывающий один из ключей К1 — К4. Этим обеспечивается изменение начальной фазы $\Delta\varphi$ очередной послылки (по отношению к начальной фазе φ_{i-1} предыдущей послылки): $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i-1}$. Колебания частоты 14,4 кГц на ключи К1 — К4 поступают по четным цепям из формирователя фаз. Между сигналами в этих цепях создан сдвиг по фазе 90°, 180°, 270° относительно первой цепи (начальная фаза колебания в которой принята за ноль).

Демодулятор сигналов ДОФМ осуществляет принцип когерентного приема. Упрощенная структурная схема демодулятора приведена на рис. 2.

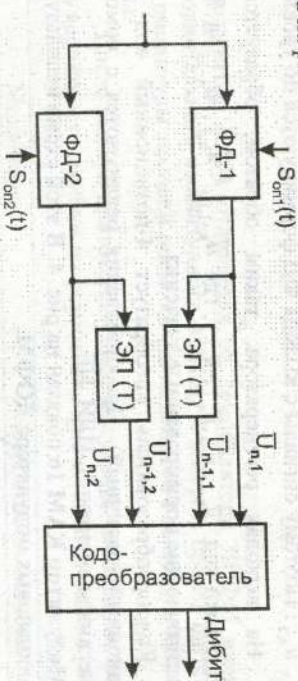


Рис. 2

На входы двух фазовых (синхронных) детекторов ФД поступает сигнал послылки с ДОФМ. В качестве опорных колебаний в ФД используются колебания $S_{om1}(t)$ и $S_{om2}(t)$, сдвинутые по фазе на 90° относительно друг друга и на $\pm 45^\circ$ относительно сигналов несущих частот послылок (см. диаграмму на рис. 3). Напряжение на выходах ФД1 и ФД2 пропорционально косинусу и синусу разности начальных фаз принятой послылки $x(t)$, $0 \leq t \leq T$ и опорных колебаний $S_{om1}(t)$ и $S_{om2}(t)$:

$$S_{\text{оп}1}(t) = \sin(\omega t + \pi/4),$$

$$S_{\text{оп}2}(t) = \cos(\omega t + \pi/4).$$

Следовательно, на выходе первого ФД формируются последовательно напряжения:

$$u_{n-1,1} \approx \int_0^T x_n(t) S_{\text{оп}1}(t) dt = \sin(\varphi_n - \pi/4),$$

$$u_{n,1} \approx \int_0^T x_n(t) S_{\text{оп}1}(t) dt = \sin(\varphi_n - \pi/4).$$

Соответственно на выходе второго ФД:

$$u_{n-1,2} \approx \int_0^T x_{n-1}(t) S_{\text{оп}2}(t) dt = \cos(\varphi_{n-1} - \pi/4),$$

$$u_{n,2} \approx \int_0^T x_n(t) S_{\text{оп}2}(t) dt = \cos(\varphi_n - \pi/4).$$

Здесь φ_{n-1} и φ_n - начальные фазы пары посылок $x_{n-1}(t)$ и $x_n(t)$. Разность этих начальных фаз и фаз $S_{\text{оп}1}(t)$ и $S_{\text{оп}2}(t)$ несет информацию о содержании передаваемого дибита.

Значение дибита определяется знаками напряжений $u_{n-1,1}$, $u_{n,1}$, $u_{n-1,2}$, $u_{n,2}$. Поэтому сигналы с выхода ФД формируются по уровням 1 и 0. На выходах регенератора, таким образом, образуется 4-позиционный код ($\bar{u}_{n-1,1}$, $\bar{u}_{n,1}$, $\bar{u}_{n-1,2}$, $\bar{u}_{n,2}$), где $\bar{u}_{n-1,1}$, $\bar{u}_{n,1}$, $\bar{u}_{n-1,2}$ и $\bar{u}_{n,2}$ - соответствующие нормированные значения.

Кодпреобразователь преобразует 4-позиционный код в 2-позиционный (двоичный). Преобразования реализуются с помощью логических элементов И, ИЛИ, НЕ.

Модулятор КАМ 16 показан на рис. 4. В этой схеме используются два одинаковых модулятора ДОФМ.

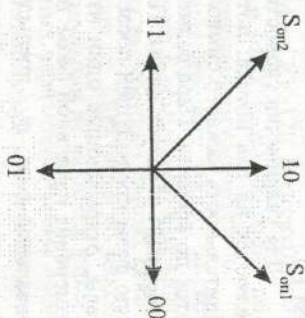


Рис. 3

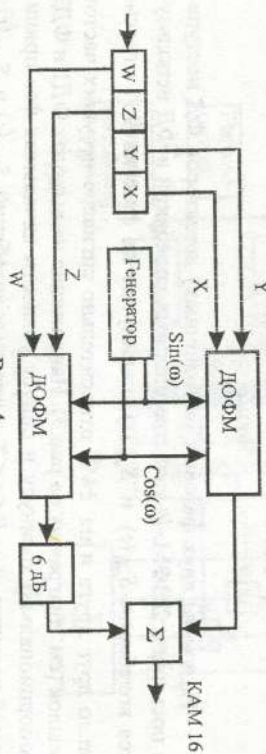


Рис. 4

Исходная последовательность символов разбирается на группы по 4 символа (X, Y, Z, W). Пара первых символов (X, Y) поступает на один модулятор ДОФМ, пара вторых (Z, W) - на другой. С генератора несущего сигнала на модуляторы ДОФМ поступают два сигнала со сдвигом по фазе на 90° . Выходной сигнал одного из модуляторов ДОФМ усиливается на 6 дБ, и оба сигнала складываются.

Формирование сигналами созвездия на основе суммирования сигналов показано на рис. 5.

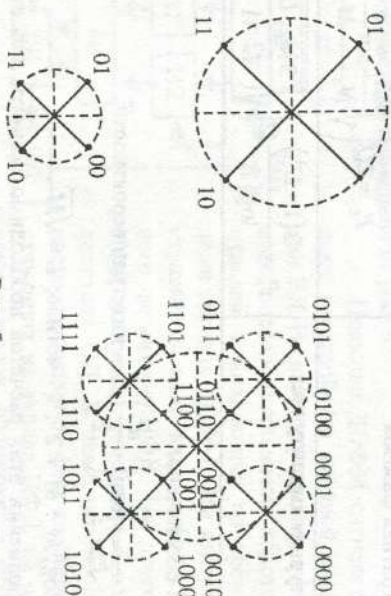


Рис. 5

Демодулятор КАМ отличается от демодулятора ДОФМ наличием дополнительного амплитудного канала, в котором производится анализ амплитуды текущей посылки одновременно с анализом изменения фазы.

После выбора протокола и вида модуляции необходимо рассчитать вероятность ошибки по формулам, приведенным в табл. 5 [5].

Таблица 5

Модуляция	Вероятность ошибки
Фазовая	$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$
Относительная фазовая	$P_b = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{E_b}{N_0} \right)$
Ортогональная частотная (когерентное детектирование)	$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$

Окончание таблицы 5

Модуляция	Вероятность ошибки
Ортогональная частотная (не-когерентное детектирование)	$P_b = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0} \right)$
Многократная частотная	$P_E \leq (M-1) Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right)$
Многократная фазовая	$P_E = 2Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right)$
Квадратурная амплитудная	$P_b \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}} \frac{2E_b}{N_0} \right)$

В табл. 5 обозначено:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp \left(-\frac{u^2}{2} \right) du - \text{интеграл вероятности};$$

$$E_s = E_b \log_2 M; M = 2^k; k - \text{чётное}; L = \sqrt{M}.$$

При выполнении этих расчётов необходимо помнить, что отношение сигнал-шум $q = 2E_b/N_0$ приведено в табл. 1 в дБ, а в указанные формулы оно входит в относительных единицах. Пересчёт значений в дБ $q_{\text{дБ}}$ в относительные единицы $q_{\text{отн}}$ выполняется по формуле:

$$q_{\text{отн}} = 10^{-0,1 q_{\text{дБ}}}.$$

3.2. Устройство синхронизации

Особенностью СПДС является необходимость поддержания строго определённого соотношения работы приёмника и передатчика для обеспечения правильной ретрансляции единичных элементов. В пункте приёма необходимо выделить значащие моменты (ЗМ) принимаемого сигнала. Это условие обеспечивается устройством синхронизации по элементам (УСЭ), которое формирует управляющие сигналы в фазе с ЗМ каждого единичного элемента. Эти сигналы называют тактовыми или синхросигналами.

Кроме того, используются устройства для формирования опорной частоты, необходимой при демодуляции сигналов ДОФМ. Такое устройство называется схемой выделения синхронной частоты (СВСЧ), СВСЧ обеспечивает получение двух колебаний частоты 14.4

кГц (СЧ1, СЧ2), равной начальной частоте несущей ОФМ посылок. Колебания сдвинуты по фазе на 90° и используются при синхронной (когерентной) демодуляции принимаемых сигналов ОФМ.

Формирование когерентного колебания осуществляется импульсной автоматической подстройкой фазы за счёт воздействия на промежуточный делитель КТ. Подстройка фазы достигается добавлением или вычитанием импульсов КТ на входе промежуточного делителя с коэффициентом деления $m = 72$. Функциональная схема выделения синхронной частоты приведена на рис. 6.

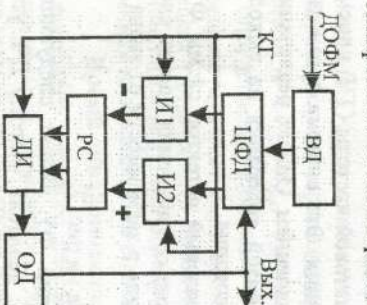


Рис. 6

Посылки ДОФМ сигналов поступают в устройство входной дискретизации ВД. На выходе устройства формируется последовательность коротких импульсов, совпадающих по времени нулями сигнала ДОФМ. Эти импульсы поступают на один вход цифрового фазового делителя ЦФД. На другой вход ЦФД поступает колебание с основного делителя ОД. В зависимости от знака рассогласования по фазе колебаний, действующих на входах ЦФД, на одном из двух выходов формируется сигнал, открывающий схемы И1 или И2. В зависимости от того, какая из этих схем открыта, импульсы от КТ поступают либо на суммирующий, либо на вычитающий вход реверсивного счетчика РС, который необходим для уменьшения влияния шумов и случайных рассогласований. Емкость РС равна 16, поэтому только после поступления 16 импульсов с выходного устройства ВД опережающих сигнал ОД, на выходе РС появляется сигнал "исключение", по которому схема добавления и исключения ДИ исключает соответствующий импульс КТ на входе ОД. Фаза колебания на выходе ОД при этом изменится в сторону опережения на величину $\phi_s = \pi/m$, т.е.

величину периода колебаний КТ. Если при этом рассогласование на входах ЦФД не устранено, то через 16 импульсов с устройства ВД процедура повторяется. Фаза выходного сигнала ОД снова изменится на величину шага корректирования. После каждого срабатывания схемы ДИ реверсивный счетчик сбрасывается в нулевое (исходное) состояние.

При отставании колебаний на выходе устройства ВД от сигнала с ОД на втором выходе ЦФД появится сигнал, открывающий схему

И2. Если отставание устойчиво (имеет место в течение 16 периодов частоты ВД, то на выходе РС появится сигнал "добавление". По нему частоты ДД добавит один нипульс в поток на входе ОД. Фаза колебания схема ДД изменится на величину $\varphi_n = \pi/m$ в сторону отставания, на выходе ОД изменится на величину $\varphi_n = \pi/m$ в сторону отставания.

Процесс изменения фазы сигнала, формируемого ОД, будет продолжаться до тех пор, пока разность фаз колебаний на входах ЦФД не окажется меньше шага корректирования φ_1 .

Фазирующее устройство (ФУ) обеспечивает посимвольную синхронизацию и формирует импульсы тактовой частоты (ТЧ) приемника, равной скорости передачи информации. Это система автоматического регулирования с дискретным управлением. Однако реализация ФУ позволяет осуществить управление фазой колебания на выходе ДЧ, пропорциональное величине рассогласования.

Этот эффект достигается тем, что фазовый детектор схемы ФУД, пропорциональное величинам разности фаз $\Delta\varphi$, пропорциональное изменению соотношения частот следования импульсов добавления и выпитания в зависимости от знака и величины разности фаз на входах ПФД.

Функциональная схема ФУ приведена на рис. 7.

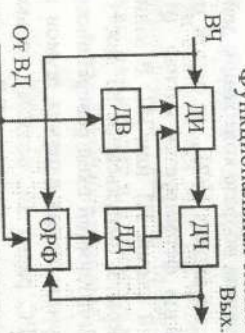


Рис. 7

В состав ФУ входят следующие устройства: делитель частоты ДЧ, устройство оценки разности фаз ОРФ, делитель добавления ДД, делитель вычитания ДВ, устройство добавления и вычитания ДИ.

Подстройка фазы производится на выходе ДЧ. На его вход поступают импульсы ВЧ с периодом t через схему ДИ с добавленными и исключенными

импульсами. Коэффициент деления делителя $m = 72$. Импульсы из блока ВД, соответствующие фронтам посылок, поступают на вход ОРФ. На другой вход этой же схемы подается сигнал с выхода ДЧ. Устройство ОРФ фактически является ключом, который открывается импульсом с выхода ВД и закрывается задним фронтом импульса с выхода ДЧ. В итоге формируется пачка импульсов ВЧ, число импульсов в которой пропорционально интервалу времени t_p .

Импульсы пачки поступают на вход ДД. Каждый 72-й импульс, поступивший на вход ДД, является импульсом добавления,

Период следования импульсов исключения не меняется и определяется коэффициентом деления ДВ. Этот коэффициент выбирается

таким образом, чтобы в режиме синфазности имело место равенство $T_a = T_b$. Режим синфазности в рассматриваемом устройстве соответствует условию $t_p = t_0/2$, поэтому $T_a = 2t_0$. При этом в каждой петле на выходе устройства ОРФ имеется 36 импульсов.

После выбора схемы устройства тактовой синхронизации необходимо выполнить расчёт основных параметров устройства синхронизации.

Погрешность синхронизации ϵ характеризует наибольшее отклонение фазы синхронизмпульсов от их оптимального положения. Погрешность синхронизации складывается из статической и динамической: $\epsilon = \epsilon_{ст} + \epsilon_{дин}$. Статическая погрешность является аппаратурной и определяется фазовыми отклонениями. Причиной статической погрешности может быть неустойчивость частот генераторов. Динамическая погрешность характеризует степень увеличения фазовых отклонений синхронизмпульсов (**СИ**) в условиях поступления на вход приемника из канала связи сигналов, искаженных шумами и помехами.

Время синхронизации t_c - время, необходимое для устранения возникшего фазового расхождения между СИ и принимаемыми единичными элементами. Этот параметр характеризует быстродействие устройства синхронизации.

Время поддержания синхронизма $t_{нс}$ - время, в течение которого фаза СИ не выйдет за допустимые пределы рассогласования $\varepsilon_{доп}$.

При дискретном управлении фаза СИ принимает дискретные значения с точностью до шага коррекции $\varphi_p = 1/m$. При наличии расхождения частот генераторов с коэффициентом нестабильности K_f к этой величине добавляется фазовое рассогласование, накапливаемое в промежутке между двумя соседними моментами корректирования $t_{\text{оп}}$.

$\varphi_z = 2K_z t_{cp} / T_0$. Учитывая ёмкость реверсивного счётчика M и тот факт, что в реальных сигналах значащие моменты встречаются с вероятностью $P_M = 0,3...0,5$, можно записать $t_{cp} = T_0 M / P_M$. В итоге $\varepsilon_{cm} = 1/m + 2K_z M / P_M$. (2)

Динамическая погрешность в условиях краевых искажений единичных элементов зависит от коэффициента деления делителя m и ёмкости реверсивного счётчика M . При значениях $m > 100$ и нормальном распределении краевых искажений входного сигнала со средним значением, равным 0, и среднеквадратическим отклонением σ_0 распределение смещений фаз СИ также является нормальным с

дисперсией $\sigma^2 = (\sigma_0/mM)\sqrt{\pi/2}$. С учётом правила трёх сигм можно записать динамическую погрешность

$$\varepsilon_{\text{дин}} = 3\sqrt{0,628\sigma_0/mM}. \quad (3)$$

Теперь можно определить общую погрешность

$$\varepsilon = \varepsilon_{\text{ст}} + \varepsilon_{\text{дин}}. \quad (4)$$

Время синхронизации максимально при наибольшем начальном отклонении импульсов на время $t_0/2$. В результате каждой коррекции, происходящей через время $t_{\text{сп}}$, фазовое рассогласование уменьшается на величину $\Delta t = t_0/m$. Полная компенсация в итоге произойдёт за время

$$t_c = mM t_0 / 2P_{\text{зм}}. \quad (5)$$

Время поддержания синхронизма при заданном допустимом фазовом рассогласовании $\varepsilon_{\text{доп}}$ из-за нестабильности частот генераторов и в условиях отсутствия значащих моментов в принятом сигнале

$$t_{\text{мс}} = \varepsilon_{\text{доп}} t_0 / 2K_z. \quad (6)$$

Исправляющая способность приёмника определяется по форму-

ле

$$k_{\text{ин}} = 0,5 - \varepsilon. \quad (7)$$

Последовательность расчёта параметров следящего.

1. По заданным в табл. 2 времени синхронизации и стабильности генератора и заданной в табл. 1 скорости модуляции из (5) определяется произведение mM при условии, что $P_{\text{зм}} = 0,3 \dots 0,5$.

2. Для полученного значения выбираются отдельно m и M в соотношении примерно 10:1 так, чтобы их произведение получилось не меньше рассчитанного на предыдущем этапе.

3. Вычисляется шаг коррекции $\varphi_k = 1/m$.

4. По формуле (2) вычисляется статическая погрешность, по формуле (3) - динамическая погрешность и по формуле (4) - общая погрешность.

5. По формуле (6) вычисляется величина допустимого фазового рассогласования.

6. Если вычисленная общая погрешность превышает допустимую, то необходимо вернуться к п. 2, перераспределить величины m и M и повторить расчёт. Если такое повторение не позволяет добиться снижения погрешности ниже допустимой, необходимо увеличить произведение mM и снова повторить все расчёты до достижения требуемого соотношения.

7. Рассчитывается исправляющая способность приёмника по формуле (7).

3.3. Коррекция частотных характеристик канала связи

Для того чтобы сигналы проходили канал связи без искажений, его частотные характеристики должны отвечать соответствующим требованиям. В частности, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $K(\omega)$ должна быть постоянной в пределах полосы частот канала связи, а ФЧХ $B(\omega)$ должна быть линейно возрастающей функцией частоты. Требование возрастания ФЧХ вытекает из существующей связи между ФЧХ и ГВЗ $\Delta t(\omega)$ канала связи: $\Delta t(\omega) = \frac{dB(\omega)}{d\omega}$. Так как

ГВЗ не может быть отрицательной величиной, поскольку это время запаздывания сигнала в канале связи, следовательно, ФЧХ может быть только возрастающей функцией частоты. Очевидно, что для идеального канала связи ГВЗ должно быть постоянной величиной: $\Delta t(\omega) = \text{const}$, поэтому для оценки фазовых искажений важно не её абсолютное значение, а неравномерность ГВЗ в полосе частот канала связи.

Для устранения искажений сигналов используют коррекцию линейных искажений. При скоростях передачи порядка 1200 бит/с коррекция применяется только на линиях с большим числом переприёмных участков, а при больших скоростях передачи коррекция применяется обязательно.

Коррекцию производят с помощью каскадного включения в канал связи частотно-зависимого четырёхполюсника, называемого корректором.

В результате в заданной полосе частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ имеет место условие:

$$\underline{K}_{\text{кск}}(j\omega)\underline{K}_{\text{ср}}(j\omega) = \underline{K}(j\omega)\exp[jB(\omega)], \quad (8)$$

где $\underline{K}_{\text{кск}}(j\omega)$ - передаточная функция канала связи, $\underline{K}_{\text{ср}}(j\omega)$ - передаточная функция корректирующего устройства, $\underline{K}(j\omega)$ - результирующая передаточная функция системы "канал связи плюс корректор".

В зависимости от области применения и требований к необходимой точности коррекции различают три группы корректоров.

Стандартные корректоры, предназначенные для выправления усреднённых частотных характеристик ГВЗ одного переприёмного

участка различных каналов связи. Характеристики ГВЗ различных каналов не одинаковы из-за разброса параметров используемых в них устройств. Поэтому величина $\Delta_n(f)$ группового времени запаздывания на каждой частоте является величиной случайной, среднее значение которой $\Delta_{ср}(f)$ определяется в основном числом переприёмных пунктов n по низкой частоте. Характеристика ГВЗ стандартного фазового корректора $\Delta_n(f)$ выбирается обратной усреднённой характеристикой одного переприёмного участка так, чтобы $\Delta_{ср}(f) + \Delta_n(f) = const$.

Число стандартных корректоров, включаемых в канал связи, равно числу переприёмных участков. Точность коррекции в этом случае невысокая. Остаточная неравномерность ГВЗ откорректированного канала обычно имеет колебательный характер. Стандартные корректоры позволяют уменьшить неравномерность ФЧХ в 5-10 раз.

Индивидуальные корректоры. Обычно изготавливаемые на основе результатов измерения ГВЗ и АЧХ определённого канала связи, для которого эти корректоры используются. Точность коррекции при этом может быть очень высокой и ограничивается только погрешностями измерения характеристик каналов и расчёта корректора. Однако такие корректоры находят ограниченное применение. Чаще всего они применяются, когда за абонентом на длительное время закреплён один и тот же канал.

Переменные корректоры. Выполняемые в виде совокупности перестраиваемых звеньев. В настоящее время в качестве переменных находят широкое применение полиномиальные корректоры с передаточными функциями в виде обобщённого многочлена:

$$K(j\omega) = \sum_{k=0}^n x_k \varphi_k(j\omega), \quad (9)$$

где $\varphi_k(j\omega)$, $k=0, 1, \dots, n$ - базисные функции, x_k , $k=0, 1, \dots, n$ - варьируемые знакопеременные параметры, изменением которых осуществляется синтез требуемой передаточной функции корректора. Важным является синтез функций являющихся функциями, ортогональными в полном классе базисных функций связи $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \varphi_m(j\omega) \varphi_n(j\omega) d\omega = \begin{cases} const & \text{при } m=n, \\ 0 & \text{при } m \neq n. \end{cases} \quad (10)$$

Ортогональность базисных функций обеспечивает простоту настройки и малую чувствительность характеристик корректора к нестабильности коэффициентов x_k . Фактически это трансверсальный фильтр, схема которого приведена на рис. 8.

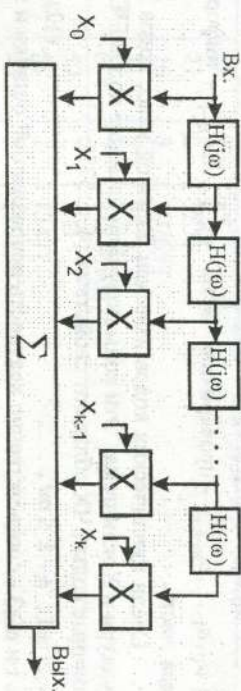


Рис. 8

Базисные функции при этом равны $\varphi_k(j\omega) = H^k(j\omega)$. В качестве базисных функций чаще всего используют $\varphi_k(j\omega) = \exp(-jk\omega\tau_0)$, соответствующие элементам задержки на время τ_0 . Корректоры с такими базисными функциями называют гармоническими.

На приёмном конце производится установка коэффициентов x_k так, чтобы форма импульсной реакции тракта "канал-корректор" была как можно ближе к форме реакции идеального канала. Обычно перед гармоническим корректором для предварительной коррекции включаются стандартные корректоры в соответствии с числом переприёмных участков. В этом случае удаётся уменьшить неравномерность ФЧХ в 50-100 раз.

Для выполнения этой задачи необходимо по заданному выражению построить график ФЧХ канала связи. Затем найти аналитическое выражение для ГВЗ канала связи и ГВЗ корректора и построить график ГВЗ отдельно канала связи, корректора и результирующий график, получаемый при подключении корректора каскадно с каналом связи.

Далее необходимо привести схемы стандартного и переменного корректоров, указать их свойства и структурную схему соединения канала связи, содержащего заданное число переприёмных участков, со стандартными и одним переменным корректорами.

3.4. Помехоустойчивое избыточное кодирование

Циклические коды имеют блочную структуру и относятся к систематическим разделимым кодам. Каждый блок передаваемой ин-

формации состоит из информационной и проверочной частей. Проверочные символы блока являются линейной комбинацией информационных символов того же блока. Число элементов в блоке (n) в информационной (k) и проверочной $(n-k)$ частях фиксировано. Кодовая комбинация систематического кода может быть представлена в виде

$$a_0, a_1, \dots, a_{n-k-1}, a_{n-k}, \dots, a_{n-1}, \quad (11)$$

где $a_0, a_1, \dots, a_{n-k-1}$ - проверочная часть, $a_{n-k}, \dots, a_{n-1}$ - информационная часть.

Среди циклических кодов известен большой класс кодов Боуза, Чоудхури и Хоквингема. Эти коды получили название кодов БЧХ.

Двоичные коды БЧХ обладают свойством [4, с. 372]:

$$n = 2^m - 1; \quad n - k \leq mt, \quad (12)$$

где t и $m \geq 3$ - соответственно кратность исправляемой ошибки и произвольное целое число.

Это свойство лежит в основе методики выбора образующего многочлена.

Выбор образующего многочлена циклического кода

Сначала рассчитаем параметры кода, используя заданные количество информационных разрядов k и кратность исправляемых ошибок t_n . Для определения минимального числа проверочных элементов r , необходимого для исправления всех ошибок кратности t_n и меньше, решим графически уравнение, вытекающее из (12):

$$F(n) = \frac{n-k}{t_n}, \quad (13)$$

где $F(n) = \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^t C_n^i \right)$ в соответствии с (3.11) из [1, с. 95];

$$C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!} - \text{число возможных сочетаний из } n \text{ по } i.$$

Для такого решения строим на одних осях графики левой и правой частей уравнения в зависимости от величины n . Точка пересечения этих графиков является ориентировочным значением числа необходимых разрядов n .

Далее используем табл. 6, где приведены коэффициенты порождающих полиномов для БЧХ кодов длины $7 \leq n \leq 127$ [4]. Коэффициенты даны в восьмеричной форме. Их необходимо представить в двоичной форме.

Самая левая цифра соответствует слагаемому полинома с наивысшей степенью.

Таблица 6

n	k	t	g(r)
7	4	1	13
15	11	1	23
	7	2	721
	5	3	2467
31	26	1	45
	21	2	3551
	16	3	107657
	11	5	5423325
	6	7	313365047
63	57	1	103
	51	2	12471
	45	3	1701317
	39	4	166623567
	36	5	1033500423
	30	6	157464165547
	24	7	1732326040441
	18	10	1363026512351725
	16	11	6331141367235453
	10	13	472622305527250155
	7	15	5231045543503271737
127	120	1	211
	113	2	41567
	106	3	11554743
	99	4	3447023271
	92	5	624730022327
	85	6	130704476322273
	78	7	26230002166130115
	71	9	6255010713253127753
	64	10	1206534025570773100045
	57	11	335265252505705053517721
	50	13	54446512523314012421501421
	43	14	17721772213651227521220574343
	3	15	3146074666522075044764574721735
	29	21	403114461367670603667530141176155
	22	23	123376070404722522435445626637647043
	15	27	22057042445604554770523013762217604353
	8	31	70472640527510306514762242715677331330217

Находим в этой таблице наиболее подходящее сочетание параметров кода исходя из того, что выбранные параметры k и n должны быть больше, чем заданные для расчёта, и выбранная величина n должна быть не менее полученной графическим способом.

Построение кодирующих устройств, применяемых на практике, выполняется на основе рекуррентного соотношения

$$a_{n-k-j} = \sum_{i=0}^{k-1} a_{n-i-j} h_i, \quad (14)$$

где h_j - коэффициенты генераторного (проверочного) многочлена

$$h(x) = \frac{x^n + 1}{g(x)} = h_0 + h_1 x + \dots + h_k x^k. \quad (15)$$

В результате кодирующее устройство реализуется в виде регистра сдвига с k ячейками памяти (по числу информанционных символов) и логической обратной связи, показанного на рис. 9.

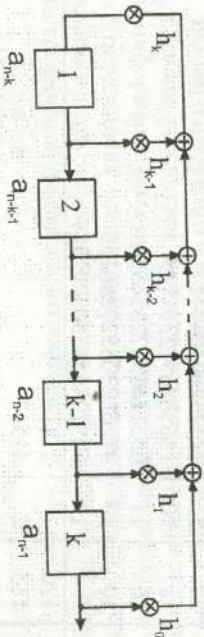


Рис. 9

Информационные символы заносятся в регистр так, чтобы старший коэффициент a_{n-1} оказался в последней ячейке, а a_{n-k} в первой.

Логическая обратная связь (ЛОС) построена таким образом, что на ее выходе формируется первый проверочный символ

$$a_{n-k-1} = \sum_{i=0}^{k-1} a_{n-i-1} h_i = a_{n-1} h_0 \oplus a_{n-2} h_1 \oplus \dots \oplus a_{n-k} h_{k-1}. \quad (16)$$

После поступления первого импульса продвижения (цепи, по которым поступают импульсы продвижения, на рис. 9 не показаны) этот символ запишется в первую ячейку, а информационные символы сместятся на одну ячейку вправо. Теперь на выходе ЛОС действует второй проверочный символ:

$$a_{n-k-2} = \sum_{i=0}^{k-1} a_{n-i-2} h_i = a_{n-2} h_0 \oplus a_{n-3} h_1 \oplus \dots \oplus a_{n-k-1} h_{k-1}. \quad (17)$$

На последующих тактах работы последовательно формируются оставшиеся проверочные символы и затем снова информационные символы.

По полученной схеме записываются выражения для всех элементов кода, формируемых этой схемой на одном полном цикле кодирования, содержащем n тактов. Анализируя эти выражения, необходимо записать проверочные выражения для самого старшего проверочного разряда.

Эти выражения позволяют сконструировать структурную схему декодера типа МД-1.

Затем определяем вероятность необнаруживаемой ошибки P_{no} :

$$P_{no} \leq \sum_{p=0}^n C_n^p p^p (1-p)^{n-p}, \quad (18)$$

где p - заданная вероятность ошибки в канале связи.

При построении графика вероятности необнаруживаемой ошибки необходимо по обемим осям использовать логарифмический масштаб.

Библиографический список

1. Основы передачи дискретных сообщений: учебник для вузов/ Ю.П. Куликов, В.М. Пущкин, Г.И. Скворцов и др.; под ред. В.М. Пущкина. - М.: Радио и связь, 1992.
2. Основы построения систем и сетей передачи информации: учеб. пособие для вузов по направлению 654400 "Телекоммуникации" / В.В. Ломовицкий и др. - М.: Горячая линия - Телеком, 2005. - 382 с.
3. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки: пер. с англ./ под ред. Р.Л. Добрушина, С.И. Самойленко. - М.: Мир, 1976. -
4. Прокис Дж. Цифровая связь. - М.: Радио и связь, 2000.
5. Скляр Б. Цифровая связь. - М.: СПб.: Киев: Изд. дом «Вильямс», 2003.
6. Гаранин М.В., Журавлев, Кунетин С.В. Системы и сети передачи информации. - М.: Радио и связь, 2001.
7. Лаутенко О.И. Современные модемы. - М.: Эко-Трендз, 2002.
8. Шувалов В.Л. и др. Передача дискретных сообщений. - М.: Радио и связь, 1990.
9. Куликов Ю.П. и др. Основы передачи дискретных сообщений - М.: Радио и связь, 1992.
10. Захарченко И.Б. и др. Основы передачи дискретных сообщений. - М.: Радио и связь, 1990.
11. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. - СПб.: Питер, 2002.

12. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. – М.: Радио и связь, 2000.
13. Абдуллаев Д.А., Арипов М.Н. Передача дискретных сообщений в задачах и упражнениях. – М.: Радио и связь, 1985.
14. Емельянов Г.А., Шварцман В.С. Передача дискретной информации. – М.: Радио и связь, 1982.
15. Коржик В.И. и др. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справочник. – М.: Радио и связь, 1981.
16. Сети связи и коммутации : учеб. пособие по специальностям 200900 - "Сети связи и системы коммутации" и 201000 - "Многоканальные телекоммуникационные системы" /А. В. Абилов/. - М. : Радио и связь, 2004.
17. Езерский В.В., Егоров А.В. Модуляция, синхронизация и коррекция частотных характеристик при передаче дискретных сообщений: методические указания к лабораторным работам. – Рязань: РГРТУ, 2011.

Оглавление

1. Введение.....	1
2. Задание.....	1
3. Методические указания.....	6
3.1. Модуляция и демодуляция сигналов.....	6
3.2. Устройство синхронизации.....	12
3.3. Коррекция частотных характеристик канала связи.....	17
3.4. Помехоустойчивое избыточное кодирование.....	19
Библиографический список.....	23