

КУРСОВАЯ РАБОТА

Содержание курсовой работы охватывает значительную часть дисциплины "Теория электрической связи" и направлено на закрепление и более глубокое усвоение теоретических знаний, полученных в течение V-го и VI-го семестров.

В ходе выполнения курсовой работы студент выполняет необходимые расчеты, выбирает и приводит соответствующие структурные и функциональные схемы.

Необходимо отметить, что в значительной степени при подготовке данного пособия были использованы материалы, представленные в [9,10,11].

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1.1. Цели, задачи курсовой работы

Курсовая работа по дисциплине "Теория электрической связи" выполняется студентами после глубокой проработки соответствующих теоретических разделов и усвоения навыков и умений решения практических задач.

В своей практической деятельности специалист по защите информации в соответствии с фундаментальной и специальной подготовкой должен реализовывать различные виды профессиональной деятельности, в том числе, относящимся к системам электросвязи (ЭС).

Целью работы является расчет и анализ основных характеристик дискретных систем ЭС, реализация алгоритма оптимального приема дискретных сигналов при различных видах модуляции, разработка многоканальных систем передачи информации.

Студенты могут предложить свою тематику курсовой работы и по согласованию с руководителем заняться ее разработкой. Как правило, упомянутая тематика определяется потребностями авиапредприятий или предприятий, специализирующихся в области защиты информации в системах ЭС и принадлежащим другим министерствам и ведомствам, тематикой НИРС и т.п.

1.2. Содержание пояснительной записки

Темы курсовой работы разбиты на три направления и носят индивидуальный характер. Однако для различных тем можно выделить общие вопросы, естественно имеющие различные решения, но

вытекающих из теоретических подходов к реализации тех или иных алгоритмов решения.

Отметим, что каждое из трех направлений решения поставленных задач, можно обозначить как следующие:

- А. Расчет и анализ основных характеристик дискретной системы связи.
- Б. Разработка системы связи для передачи непрерывных сообщений дискретными сигналами.
- В. Разработка и расчет основных параметров многоканальной системы связи.

1.3. Применение ПЭВМ в курсовой работе

Обязательным требованием, предъявляемым к специалисту в области обеспечения информационной безопасности, является умение использовать современные информационные технологии.

Формой контроля уровня знаний и умений по применению ПЭВМ в курсовой работе являются разработанные алгоритмы и программно-математическое обеспечение, используемые при реализации соответствующих решений.

Большая часть задач, предлагаемых для выполнения в ходе работы, могут быть разрешены с помощью ПЭВМ: расчеты параметров, построение схемных решений (САПР), моделирование функционирования отдельных узлов и т.п. Объем моделирования и расчетов на ПЭВМ, их конкретное содержание устанавливаются руководителем работы в ходе консультаций.

Материалы расчетов и соответствующее ПМО представляются в виде специального подраздела или в отдельном приложении.

1.4. Указания по оформлению курсовой работы

При оформлении курсовой работы необходимо соблюдать определенные требования. Изложение материала должно быть конкретным и четким, представленным в логически стройной последовательности. Заимствованные цитаты, соотношения, таблицы и иные материалы должны иметь ссылку на соответствующий источник.

Текст пояснительной записки оформляется в соответствии с ГОСТ 2.105-79 "Общие требования к текстовым документам" и ГОСТ 2.06-78 "Текстовые документы", п. 7 "Расчеты".

Титульный лист должен быть оформлен в соответствии с общеуниверситетскими требованиями. За ним следует лист аннотации, снабженной десятиразрядными УДК, на котором выполняется основная надпись по форме рис. 1.1, после чего приводится задание на курсовую работу и содержание пояснительной записки.

					БИТ 102011. ТЭС. КР. 17.									
Изм.	Лист	№ док.	Подп.	Дата										
Разраб.		Белов		5.05				Лит.	Лист	Листов				
Провер.		Иванов		12.05					3	33				
								МГТУ ГА						
Нормок.		Сидоров		16.05										
Утвердил		Сидоров		16.05										

Рис. 1.1. Пример заполнения основной надписи на листе аннотации.

Шифр работы формируется в следующей последовательности:

- шифр студенческой книжки;
- дисциплина - ТЭС;
- обозначение работы - КР;
- вариант задания.

Текст ПЗ представляется на одной стороне листов формата А4 (297 x 210 мм) с полями слева 20 мм, справа - 15 мм, сверху и снизу - 10 мм.

Числовые значения в формулах поясняются, а используемые в дальнейших выкладках соотношения нумеруются. На иллюстрационных материалах необходимо указывать масштаб и размерность отображаемых величин. Иллюстрации должны иметь номер и подрисуночные надписи. Таблицы, помещенные в тексте, должны иметь номера и названия. На все иллюстрации и таблицы в тексте ПЗ должны быть даны ссылки.

В тексте необходимо выделить заголовки отдельных частей работы, их разделов и подразделов в соответствии с содержанием.

Общий объем ПЗ не должен превышать 25...30 страниц машинописного текста формата А4.

В настоящем пособии разработано 30 вариантов задания, которые выбираются студентами в соответствии с двумя последними цифрами зачетной книжки из табл. 1.1. и контролируются преподавателем при начале разработки тематики курсовой работы.

Каждое из направлений разработки сопровождается соответствующими методическими указаниями, а также заданием и исходными данными.

Также необходимо учесть следующее - студенты, занимающиеся разработкой НИРС, могут в рамках задач дисциплины заниматься отличными от вариантов заданий вопросами.

Выбор варианта задания на курсовую работу

Таблица 1.1

№ варианта	Две последние цифры номера зачетной книжки	№ варианта	Две последние цифры номера зачетной книжки
1	01; 74; 86; 90	16	02; 60; 96
2	03; 36; 70; 85	17	04; 46; 97
3	05; 26; 76	18	31; 55; 70
4	06; 75; 87; 22	19	07; 65; 32; 68
5	08; 61; 95; 35	20	03; 32; 41
6	09; 47; 98; 64	21	37; 51; 84; 00
7	10; 56; 77	22	48; 57; 93
8	27; 71; 43	23	15; 28; 72; 59
9	11; 66; 88; 23	24	16; 44; 67
10	12; 33; 72	25	19; 49; 58; 81
11	13; 52; 94; 40	26	20; 29; 92
12	14; 83; 38	27	21; 45; 79
13	17; 34; 89; 54	28	42; 85; 87
14	18; 39; 99; 69	29	24; 50; 91
15	53; 63; 82	30	25; 30; 80

2. ТЕМАТИКА КУРСОВОЙ РАБОТЫ

2А. "Основы передачи и приема дискретных сообщений" (варианты 1 ... 10)

Общие положения

Системы связи предназначены для передачи *информации* в форме *сообщений*. Под сообщением понимается текст, составленный из символов (букв), набор которых называется алфавитом. Т.о., сообщение *дискретно*. Источник дискретных сообщений полностью характеризуется алфавитом и вероятностями всевозможных последовательностей символов. Если каждый символ может появиться в последовательности (в сообщении) с вероятностью, не зависящей от других символов, то такой источник называется источником без памяти и вероятность любой последовательности находится наиболее просто – как произведение вероятностей появления составляющих её символов. В тематике 2А рассматривается источник без памяти. В качестве алфавита используется набор из 14 букв, достаточный для составления коротких осмысленных текстов. Вероятности, приписываемые этим буквам, назначены произвольно, различаются для разных вариантов задания и не соответствуют частотам встречаемости букв в реальных текстах на русском языке.

Для передачи сообщения используется материальный носитель – сигнал, который описывается функцией времени. Поскольку сообщение дискретно, то для его передачи должен использоваться некоторый набор сигналов, при этом каждому передаваемому символу должен соответствовать определенный сигнал (только в этом случае получатель сможет, наблюдая последовательность сигналов, однозначно восстановить сообщение). Во многих случаях целесообразно преобразовать сообщение в последовательность других (кодовых) символов. Целью такого преобразования – кодирования – может быть, например, сокращение объема алфавита символов (и тем самым сокращение набора различных сигналов, используемых при передаче сообщений). При этом обычно учитываются статистические свойства источника и достигается повышение скорости передачи информации (статистическое кодирование или сжатие). Также могут использоваться помехоустойчивые коды, обеспечивающие контроль и исправление ошибок, вызванных воздействием помех. В работе предполагается использование двоичных кодов как для статистического, так и для помехоустойчивого кодирования. Для передачи двоичных кодовых символов применяется амплитудная телеграфия с пассивной паузой – символу 1 соответствует прямоугольный радиоимпульс, а символу 0 – отсутствие сигнала.

Импульсы (посылки) формируются в *модуляторе*, с выхода которого сигнал поступает в *линию связи*, где происходит его взаимодействие с *помехой*. В курсовой работе в качестве помехи рассматривается стационарный квазигельмановский шум с нулевым средним и известной дисперсией [4], который суммируется с сигналом. При передаче сигнала по линии связи на практике происходит его ослабление и изменение формы, называемое искажением. Для простоты в курсовой работе искажение сигнала в линии связи не учитывается. Т.о., на входе *демодулятора* могут присутствовать случайные колебания двух видов – реализация шума или сумма детерминированного сигнала и шумовой реализации. Этим двум ситуациям соответствуют *гипотезы*, обозначаемые H_0 и H_1 . Задача демодулятора – принять на основе наблюдения решение о том, какая именно из гипотез выполняется в данном случае на интервале наблюдения процесса. При этом демодулятор может основывать свое решение как на одном мгновенном значении наблюдаемого колебания в некоторый момент времени (метод *однократного отсчета*), так и на всей реализации в течение длительности посылки, подвергаемой определенной обработке. В случае приема сигнала известной формы на фоне гауссовского белого шума оптимальная обработка заключается в вычислении *корреляционного интеграла*. Корреляционный интеграл вычисляется в устройстве, именуемом коррелятором. Тот же результат может быть получен в результате *согласованной фильтрации* наблюдаемого колебания. Решение принимается по результату сравнения корреляционного интеграла с порогом, который выбирается исходя из некоторого критерия оптимальности.

На выходе демодулятора формируется последовательность двоичных символов, которая подвергается *декодированию*. Поскольку в курсовой работе применяется вначале статистическое кодирование, а затем помехоустойчивое кодирование, то и декодирование должно включать два этапа: вначале выполняется декодирование помехоустойчивого кода, а затем на основе полученной двоичной последовательности восстанавливаются символы исходного алфавита, в результате чего должен быть воспроизведён переданный текст. Вследствие действия помех в канале этот текст может отличаться от исходного; при правильном построении демодулятора и выборе помехоустойчивого кода вероятность ошибки должна быть мала.

ЗАДАНИЕ И ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ К ТЕМАТИКЕ ГРУППЫ 2А.

2А.1. Исходные данные

- 1) Алфавит источника сообщений с априорными вероятностями символов согласно варианту (табл. 2.1).
- 2) Код для сокращения избыточности (сжатия) определяется подвариантом (табл. 2.2) – код Шеннона-Фано (ШФ) или код Хоффмена (Хф).
- 3) Канальное кодирование выполняется (7,4)-кодом Хэмминга.
- 4) Вид модуляции – амплитудная телеграфия (АТ) с пассивной паузой.
- 5) Форма посылки – прямоугольный радиоимпульс.
- 6) Амплитуда сигнала на входе демодулятора a , длительность посылки τ , дисперсия шума на входе демодулятора σ^2 определяются подвариантом (табл. 2.2).

Алфавит и априорные вероятности символов

Таблица 2.1

Номер варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
а	0,069	0,035	0,092	0,082	0,032	0,02	0,099	0,105	0,064	0,055
б	0,019	0,11	0,024	0,061	0,058	0,057	0,083	0,025	0,102	0,1
в	0,052	0,049	0,067	0,07	0,089	0,052	0,107	0,105	0,054	0,054
д	0,007	0,089	0,082	0,023	0,064	0,025	0,077	0,02	0,073	0,116
е	0,09	0,001	0,119	0,111	0,085	0,151	0,121	0,094	0,092	0,087
ж	0,06	0,036	0,027	0,124	0,122	0,109	0,097	0,036	0,074	0,023
и	0,101	0,077	0,078	0,131	0,089	0,046	0,089	0,087	0,102	0,099
к	0,11	0,11	0,111	0,045	0,081	0,05	0,042	0,093	0,020	0,059
м	0,062	0,064	0,023	0,019	0,026	0,146	0,041	0,016	0,026	0,003
н	0,053	0,097	0,022	0,118	0,079	0,038	0,014	0,107	0,067	0,067
о	0,101	0,06	0,11	0,091	0,035	0,051	0,113	0,066	0,014	0,062
п	0,09	0,098	0,068	0,011	0,086	0,021	0,021	0,054	0,014	0,099
р	0,115	0,078	0,153	0,098	0,083	0,136	0,011	0,122	0,167	0,077
с	0,071	0,096	0,024	0,016	0,071	0,098	0,085	0,07	0,131	0,099

Параметры

Таблица 2.2

Номер варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Амплитуда сигнала a ,(в)	2,8	6	7	14	12	10	13	8	11	9
Длительность посылки τ ,(мкс)	0,9	1,2	1,1	2,6	2,3	0,7	0,8	0,5	1,5	0,3
Дисперсия шума σ^2 ,(В ²)	1,0	2,5	4,0	12,0	6,5	6,0	9,0	4,5	4,8	3,2
Код	ШФ	Хф	ШФ	Хф	Хф	Хф	ШФ	Хф	ШФ	ШФ

2А.2. Задание

- 2.1 Составить обобщенную структурную схему системы связи для передачи дискретных сообщений, содержащую кодер источника, модулятор, канал связи, демодулятор и декодер. Изобразить качественно временные диаграммы сообщений и сигналов в промежуточных точках структурной схемы. Все диаграммы должны сопровождаться краткими описаниями.
- 2.2 Определить энтропию и избыточность источника, выполнить кодирование источника (построить экономный код), рассчитать энтропию и избыточность кода, вероятности двоичных символов, передаваемых по каналу, среднюю длину кодового слова, скорость передачи информации по каналу без помех.
- 2.3 Рассмотреть случаи когерентного и некогерентного приёма путём взятия однократного отсчёта смеси высокочастотного сигнала с шумом на выходе линии связи и процесса на выходе детектора огибающей. Определить оптимальный по критерию идеального наблюдателя порог для принятия решения о принимаемом символе при когерентном и некогерентном приёме, условные вероятности ошибок первого и второго рода, среднюю вероятность ошибки, скорость передачи информации при наличии помех. Сделать выводы по результатам расчетов.
- 2.4 Определить импульсную и комплексную частотную характеристики согласованного фильтра для приема посылки. Определить условные вероятности ошибок и среднюю вероятность ошибки при когерентном приёме с использованием согласованного фильтра. Оценить выигрыш в отношении сигнал/шум за счёт согласованной фильтрации.
- 2.5 Составить обобщенную структурную схему системы связи для передачи дискретных сообщений, использующую, кроме статистического, также помехоустойчивое (канальное) кодирование. Опираясь на результаты пунктов 2.3 и 2.4, рассчитать вероятности однократной и двукратной ошибок в пределах одного кодового слова и охарактеризовать способность кода к обнаружению и исправлению ошибок.
- 2.6 Внести в кодовую последовательность на выходе демодулятора двукратную ошибку в пределах одной кодовой комбинации. Выполнить процедуру декодирования полученной последовательности в соответствии с кодом Хэмминга, а затем произвести декодирование статистического кода. Оценить результат, сделать выводы.

2А.3. Содержание пояснительной записки

Структура пояснительной записки к курсовой работе, выполняемой по тематике А должна быть следующей:

- 1.) Титульный лист.
- 2.) Задание, исходные данные.
- 3.) Аннотация.
- 4.) Содержание (в содержание не включаются п.п. 1...3).
- 5.) Введение.
- 6.) Структурная схема системы связи согласно пункту 2.1.
- 7.) Описание принципов кодирования источника при передаче дискретных сообщений. Построение кода. Кодирование построенным кодом произвольной фразы длиной не менее 15 символов.
- 8.) Расчёт характеристик системы согласно пункту 2.2.
- 9.) Описание процесса принятия приемником решения при приеме сигнала.
- 10.) Расчёт характеристик согласно пункту 2.3.
- 11.) Описание принципов корреляционной обработки и согласованной фильтрации; расчёт согласованного фильтра и его принципиальную схему.
- 12.) Расчёт характеристик согласно пункту 2.4.
- 13.) Структурная схема системы связи согласно пункту 2.5.
- 14.) Описание принципов помехоустойчивого кодирования при передаче дискретных сообщений. Построение (7,4)-кода Хемминга. Расчёт характеристик согласно пункту 2.5.
- 15.) Описание процессов декодирования последовательности, содержащей двукратную ошибку, согласно пункту 2.6.
- 16.) Заключение.
- 17.) Список использованной литературы.
- 18.) Приложение(я) в случае необходимости.

2А.4. Методические указания

Структурная схема системы связи

Для построения структурной схемы системы связи в данной работе достаточно расположить слева направо прямоугольники, обозначающие основные элементы системы от источника сообщений до их получателя, и соединить их последовательно линиями. Требование изобразить временные диаграммы сообщений и сигналов в промежуточных точках структурной схемы направлено на то, чтобы побудить студента осознать сущность преобразований, которые претерпевают сообщения и сигналы при передаче. «Изобразить качественно» в данном случае означает, что не нужно соблюдать в точности *количественные* характеристики и соотношения, но все принципиальные черты сигналов и сообщений

должны быть отражены. При этом следует разместить эти диаграммы друг под другом с соблюдением временного масштаба, для того, чтобы их можно было сопоставить.

Характеристики источника сообщений

Информационная производительность дискретного источника без памяти с алфавитом A характеризуется *средним количеством информации на символ*, которое определяется, как *энтропия*

$$H_A = - \sum_{k=1}^K p(\alpha_k) \log p(\alpha_k);$$

здесь $p(\alpha_k)$ – априорная вероятность символа $\alpha_k \in A$, $k = 1, \dots, K$, K – объем алфавита. Отдельный символ несет тем больше информации, чем реже он встречается в длинной последовательности, вырабатываемой источником. При этом его индивидуальное количество информации умножается на соответствующее значение вероятности. В результате получается усредненная характеристика, которая позволяет рассчитывать приближенное количество информации в сообщениях данного источника с тем большей точностью, чем длиннее эти сообщения.

Нетрудно убедиться, что максимальную производительность при заданном объеме алфавита имеет источник с равновероятными символами, т.е. при $p(\alpha_k) = 1/K, \forall k$. Для того, чтобы выразить степень отличия производительности источника от максимально достижимой при данном объеме алфавита, вводят числовой коэффициент

$$k = (H_{max} - H) / H_{max},$$

называемый *избыточностью*. Избыточность характеризует возможность сжатия сообщений данного источника и повышения скорости передачи информации путем статистического кодирования. Очевидно, избыточность может принимать значения от 0 до 1, и возможность сжатия тем выше, чем больше величина k .

Кодирование источника

Экономное (статистическое, энтропийное) кодирование основано на очень простой идее: чем чаще в сообщениях данного источника встречается некоторый символ, тем короче должна быть соответствующая ему кодовая комбинация. Так, в известном коде Морзе самой частой букве «е» соответствует самая короткая комбинация, состоящая из единственной точки, а сравнительно редкая в русскоязычных текстах буква «ш» кодируется четырьмя тире, разделенными паузами. Некоторые коды, называемые примитивными, не учитывают статистических свойств источника; таков, например, известный код Бодо, все комбинации

которого имеют равную длину. Такие коды называют равномерными. Очевидно, статистический код должен быть неравномерным.

В работе предполагается использование двоичного кода. В зависимости от подварианта применяется процедура построения кода Шеннона–Фано или Хоффмена. Первым шагом обеих процедур является расположение всех символов алфавита источника по вертикали в порядке убывания априорных вероятностей. Далее символы источника будут называться буквами, чтобы не путать их с символами кода. Дальнейшие шаги направлены на то, чтобы наименее вероятным буквам сопоставить наиболее длинные кодовые комбинации.

Кодирование источника по методу Шеннона – Фано.

1.) Все буквы, расположенные по вертикали в порядке убывания априорных вероятностей, делятся на две группы – верхнюю и нижнюю, так, что сумма вероятностей для обеих групп оказывается одинаковой или примерно одинаковой. В качестве первого символа кодового слова каждой букве верхней группы присваивается один кодовый символ (пусть это будет 0), а каждой букве нижней группы – другой кодовый символ (это будет 1).

2.) Верхняя и нижняя группы делятся на подгруппы в соответствии с тем же принципом равной вероятности, затем в качестве второго символа кодового слова каждой букве первой подгруппы присваивается кодовый символ 0, а каждой букве второй подгруппы – кодовый символ 1. Это делается независимо для верхней и нижней групп символов алфавита.

3.) Каждая подгруппа вновь делится на две части с соблюдением принципа равной (или близкой) вероятности, и к кодовым комбинациям справа дописываются символы 0 или 1 в зависимости от того, в верхней или нижней части находится буква. Эта процедура продолжается до тех пор, пока алфавит источника не будет исчерпан, т.е. пока в каждой подгруппе не останется по единственной букве.

Кодирование источника по методу Хоффмена.

1.) В вертикальной записи букв в порядке убывания априорных вероятностей две нижних буквы соединяются скобкой, из них верхней приписывается символ 0, нижней 1 (или наоборот). Эти символы становятся последними символами кодовых комбинаций, соответствующих данным буквам.

2.) Вычисляется сумма вероятностей, соответствующих этим буквам.

3.) Все буквы снова записываются в порядке убывания вероятностей, при этом только что рассмотренные буквы «склеиваются», т.е. учитываются, как единая буква с суммарной вероятностью.

4.) Повторяются шаги 1, 2 и 3 до тех пор, пока не останется ни одной буквы, не охваченной скобкой.

Скобки после завершения процедуры образуют граф – дерево, корню которого соответствует вероятность 1, а листьями являются буквы. Чтобы получить кодовую комбинацию для некоторой буквы, нужно пройти по

дереву от корня до листа, записывая в строку последовательно все символы 0 или 1, встречающиеся на этом пути.

Необходимо обратить внимание на следующее свойство кодов Шеннона–Фано и Хоффмена: *ни одна кодовая комбинация не является началом какой-либо другой кодовой комбинации* (так называемое *префиксное правило*).

Одной из важнейших характеристик статистического кода является средняя длина кодового слова (кодовой комбинации)

$$\mu = \sum_{i=1}^K p(\alpha_i) \mu_i ,$$

где μ_i – длина кодового слова, соответствующего символу α_i исходного алфавита. Чем меньше средняя длина, тем выше скорость передачи информации при помощи данного кода, тем сильнее этот код *сжимает* сообщения.

Очевидно, что закодированное сообщение можно рассматривать как последовательность кодовых символов (нулей и единиц), порождаемую неким новым источником, для которого снова можно вычислить энтропию и избыточность. Избыточность этого нового источника (избыточность кода) должна быть меньше, чем избыточность исходного источника. При идеальном кодировании избыточность кода равна нулю. При этом его энтропия должна быть максимальной, а значит, кодовые символы должны быть равновероятны. Если код двоичный, то максимальная информационная «нагрузка» на символ равна 1 биту.

Т.о., оценить степень близости построенного кода к оптимальному можно по избыточности кода и по близости друг к другу вероятностей кодовых символов, которые рассчитываются согласно формулам

$$p_1 = \sum_{i=1}^K p(\alpha_i) n_1(\alpha_i) \mu , \quad p_0 = \sum_{i=1}^K p(\alpha_i) n_0(\alpha_i) \mu ,$$

где $n_1(\alpha_i)$ и $n_0(\alpha_i)$ – количество единиц и нулей соответственно в кодовой комбинации, соответствующей символу α_i исходного алфавита.

Скорость передачи информации I' по каналу без помех определяется только временем передачи одного кодового символа (равным длительности посылки τ), средней длиной кодового слова μ и средним количеством информации, заключенной в кодовом слове, равным энтропии $H(A)$ исходного источника. Нетрудно видеть, что $I' = H(A) (\mu\tau)$.

Когерентный прием сигналов на фоне шума

В работе рассматривается цифровая демодуляция – восстановление кодовых символов 0 или 1 на основе наблюдения реализации случайного процесса на выходе линии связи. При этом предполагается, что

наблюдаемый процесс представляет собой сумму сигнала $s(t)$ с шумом, если передается символ 1, и только шум – если передается 0. Сигнал в самом простом случае является точно известным, а неопределенность, связанная с передачей информации, заключается в самом факте его наличия или отсутствия в наблюдаемом процессе. О шуме также известно всё, что может быть известно о случайном процессе, а именно: шум считается гауссовским с нулевым средним, известной дисперсией и спектральной плотностью мощности $N_0/2$, постоянной в полосе частот, в которой сосредоточено 99% энергии сигнала.

Самый простой способ приема заключается во взятии мгновенного значения наблюдаемого процесса $z(t)$ в некоторый момент времени t_0 и сравнении его с порогом $y_{\text{п}}$. На основании этого однократного отсчета $y = z(t_0)$ и принимается решение о том, есть сигнал в наблюдаемом колебании, или оно представляет собой реализацию шума (иными словами, выполнена гипотеза H_0 или H_1). Очевидно, точно зная сигнал, следует выбрать в качестве t_0 такой момент, когда сигнал $s(t)$ принимает максимальное значение. Но шум в это время может принять отрицательное значение, так что сумма сигнала с шумом может оказаться ниже порога. Тогда произойдет ошибка, называемая ошибкой второго рода, или пропуском сигнала. Аналогично при отсутствии сигнала шумовая реализация может в момент t_0 превысить порог – тогда произойдет ошибка первого рода, или ложная тревога. Чтобы найти наилучшее значение порога и рассчитать вероятности ошибок, нужно рассмотреть условные плотности распределения вероятностей шума $w(y | H_0)$ и суммы сигнала и шума $w(y | H_1)$ в момент времени t_0 , рис. 2.1. Буквой a обозначено амплитудное значение прямоугольного радиоимпульса $s(t)$.

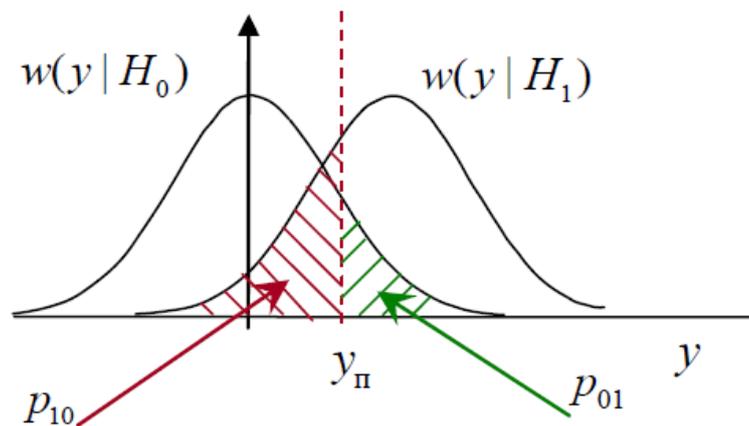


Рис. 2.1. Выбор порога при когерентном приеме

Из рисунка легко видеть, что вероятности ошибок первого p_{01} и второго p_{10} рода определяются, как площади фигур, ограниченных осью y , вертикальной прямой, проходящей через точку $y_{\text{п}}$ на оси абсцисс, и графиком плотности $w(y | H_0)$ и $w(y | H_1)$ соответственно. Если в качестве критерия оптимальности выбран критерий минимума суммарной условной вероятности ошибки, то следует выбрать порог, равный абсциссе

точки пересечения плотностей (очевидно, что при этом сумма площадей заштрихованных фигур минимальна). Тогда решение на основании отсчета y будет приниматься в пользу той гипотезы, для которой больше значение $w(y | H_{0,1})$, то есть которая при данном наблюдаемом отсчете представляется *более правдоподобной*. Это правило можно записать в виде

$$\Lambda = \frac{w(y | H_1) >}{w(y | H_0) <} 1,$$

где Λ – отношение правдоподобия. Критерий минимума суммарной условной вероятности ошибки обычно называют для краткости критерием максимального правдоподобия. Этот критерий является частным случаем критерия минимума среднего риска (байесовского критерия) при одинаковых стоимостях ошибок и равных априорных вероятностях гипотез.

В курсовой работе следует применять критерий идеального наблюдателя (Котельникова), согласно которому порог выбирается так, чтобы обеспечить минимум средней вероятности ошибки

$$p_{\text{ош}} = p_0 p_{01} + p_1 p_{10},$$

где p_0 – априорная вероятность гипотезы H_0 («сигнала нет»), p_1 – априорная вероятность гипотезы H_1 («сигнал есть»). Выбор порога, оптимального по этому критерию, можно пояснить графически при помощи рисунка, аналогичного рис. 2.1, если вместо условных плотностей $w(y | H_0)$ и $w(y | H_1)$ изобразить графики функций $p_0 w(y | H_1)$ и $p_1 w(y | H_0)$. Правило принятия решения, оптимальное по критерию Котельникова, можно записать через отношение правдоподобия в виде

$$\Lambda = \frac{w(y | H_1) > p_0}{w(y | H_0) < p_1}.$$

Априорные вероятности гипотез, необходимые для выбора порога, вычисляются при выполнении пункта 2.2 задания, как вероятности присутствия в кодовой последовательности символов 0 и 1 соответственно.

Некогерентный прием сигналов на фоне шума

Случай точно известного сигнала на практике является скорее исключением. Обычно некоторые параметры сигнала на приемной стороне канала связи неизвестны. В курсовой работе рассматривается прием сигнала, имеющего форму прямоугольного радиоимпульса с известной амплитудой и случайной начальной фазой, имеющей равномерное распределение в интервале $(0, 2\pi)$. Строгое рассмотрение этого случая приведено, например, в учебнике [1]. Физический смысл некогерентного приема методом однократного отсчета сводится к следующему: поскольку начальная фаза несущего колебания неизвестна (случайна), теперь нельзя

выбрать момент t_0 измерения мгновенного значения так, чтобы значение сигнала $s(t_0)$ было максимальным. Поэтому сначала выполняется выделение огибающей наблюдаемого процесса, а затем берется её отсчет V в любой момент в пределах длительности посылки. Выбор порога V_{Π} для принятия решения на основе однократного отсчета огибающей производится аналогично когерентному случаю с той разницей, что теперь мгновенное значение имеет негауссово распределение при обеих гипотезах. Если сигнала нет (при гипотезе H_0), наблюдаемый процесс представляет собой гауссовский шум с нулевым средним, а его огибающая V в произвольный момент времени имеет распределение Рэлея $w(V | H_0)$. Если сигнал присутствует (при гипотезе H_1), огибающая гауссовского процесса имеет распределение Рэлея–Райса (обобщенное рэлеевское) $w(V | H_1)$, что соответствует ненулевому среднему, рис. 2.2. Учет априорных вероятностей гипотез вполне аналогичен когерентному случаю.

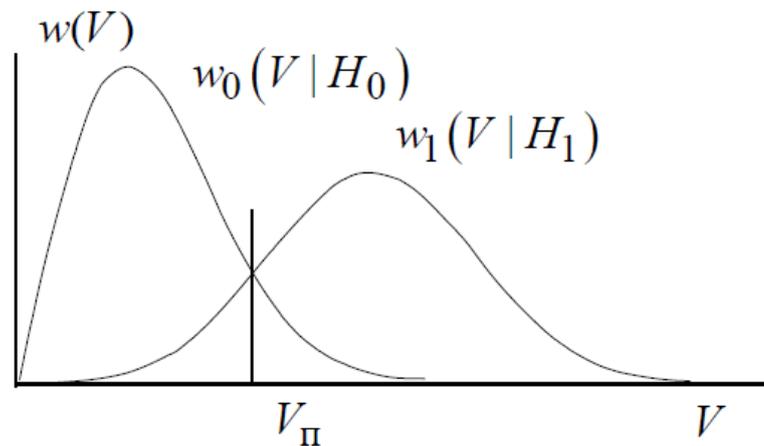


Рис. 2.2. Выбор порога при некогерентном приеме

Скорость передачи информации при наличии помех

Наличие в канале гауссовского шума вызывает ошибки при демодуляции и тем самым ограничивает скорость передачи информации: если ошибки следуют слишком часто, скорость передачи информации снижается, а если средняя вероятность ошибки достигает 0,5, скорость передачи становится равной нулю («обрыв канала»). Расчет скорости передачи информации в цифровом канале с помехами основывается на понятии совместной энтропии входа и выхода канала (под каналом здесь следует понимать отрезок системы связи от входа модулятора до выхода демодулятора).

На входе модулятора действует источник, алфавит которого (обозначим его B) содержит два символа — $\beta_0 = 0$ и $\beta_1 = 1$. Априорными вероятностями этих символов $p(\beta_0)$ и $p(\beta_1)$ следует считать, очевидно, вероятности нуля $p(0)$ и единицы $p(1)$, рассчитанные при выполнении пункта 2.2 задания (тогда же были рассчитаны энтропия кода и средняя длина кодового слова). Выход демодулятора можно считать другим

источником Γ с двумя символами $\gamma_0 = 0$ и $\gamma_1 = 1$. Среднее количество передаваемой по каналу информации (приходящееся на один символ) равно

$$I(B, \Gamma) = I(\Gamma, B) = H(B) + H(\Gamma) - H(B, \Gamma)$$

Для определения совместной энтропии $H(B, \Gamma)$ необходимо найти совместные вероятности всех сочетаний входных и выходных символов (β и γ), а для этого нужно вначале записать условные вероятности для выходных символов при заданных входных. Эти условные вероятности определяются, в свою очередь, условными вероятностями ошибок первого p_{01} и второго p_{10} рода, рассчитанными ранее (отдельно для когерентного и некогерентного приема):

$$\begin{aligned} p_{\gamma_0|\beta_0} &= 1 - p_{01}; & p_{\gamma_1|\beta_0} &= p_{01}; \\ p_{\gamma_0|\beta_1} &= p_{10}; & p_{\gamma_1|\beta_1} &= 1 - p_{10}. \end{aligned}$$

Совместные вероятности сочетаний входных и выходных символов

$$\begin{aligned} p_{\beta_0, \gamma_0} &= p_{\beta_0} p_{\gamma_0|\beta_0}; & p_{\beta_0, \gamma_1} &= p_{\beta_0} p_{\gamma_1|\beta_0}; \\ p_{\beta_1, \gamma_0} &= p_{\beta_1} p_{\gamma_0|\beta_1}; & p_{\beta_1, \gamma_1} &= p_{\beta_1} p_{\gamma_1|\beta_1}. \end{aligned}$$

Для нахождения энтропии источника Γ требуются безусловные вероятности выходных символов

$$p_{\gamma_0} = p_{\beta_0, \gamma_0} + p_{\beta_1, \gamma_0} \quad \text{и} \quad p_{\gamma_1} = 1 - p_{\gamma_0} = p_{\beta_0, \gamma_1} + p_{\beta_1, \gamma_1}.$$

Наконец, совместная энтропия входа и выхода цифрового канала

$$H_{B, \Gamma} = - \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 p_{\beta_i, \gamma_j} \log p_{\beta_i, \gamma_j}.$$

Скорость передачи информации по цифровому каналу с учетом помех

$$I' = I(B, \Gamma) / \tau, \quad \text{где } \tau \text{ — длительность посылки.}$$

Согласованный фильтр (СФ) для прямоугольного радиоимпульса имеет импульсную характеристику в виде такого же радиоимпульса, обращенного во времени (зеркальной копии). Модуль комплексной частотной характеристики СФ с точностью до произвольного постоянного множителя ψ совпадает с модулем спектральной плотности сигнала, аргумент КЧХ совпадает с аргументом спектральной плотности сигнала, взятым с минусом. Действие СФ на аддитивную смесь сигнала с шумом можно рассмотреть по отдельности в силу линейности фильтра. Отклик СФ на «свой» сигнал в момент максимума численно равен энергии сигнала. Для нахождения дисперсии шума на выходе СФ нужно умножить СПМ входного (квазибелого) шума на квадрат модуля КЧХ СФ и затем проинтегрировать по частоте. Согласованный фильтр обеспечивает

максимальное отношение сигнал/шум на выходе, тем самым максимизируя потенциальную верность решений демодулятора (для реализации этих *потенциальных* возможностей, очевидно, нужно правильно выбрать порог).

Отношение сигнал/шум (ОСШ) по мощности на выходе СФ

$$q^2 = 2u_c^2(t_0) (N_0 E_h) = 2E^2 (N_0 E_h) .$$

Принимая $\psi = 1$, имеем $E_h = E$, тогда $q^2 = 2E N_0$; (q^2 - безразмерная величина!).

Выигрыш в отношении сигнал/шум по сравнению со случаем однократного отсчета равен

$$\eta = (2E N_0) (a^2 \sigma^2) = 2E\sigma^2 (a^2 N_0) .$$

Учитывая, что шум на входе СФ квазибелый с полосой $(-F, F)$, содержащей 99% энергии сигнала,

$$\int_{-F}^F S(f)^2 df = 0,99 \int_{-\infty}^{\infty} S(f)^2 df = 0,99E ,$$

получим $F = 10,286 \tau$, тогда СПМ шума $N_0 2 = \sigma^2 (2F)$, откуда легко найти выигрыш η .

Расчет вероятностей однократной и двукратной ошибок в пределах одной кодовой комбинации длины n можно выполнить по формуле биномиального распределения вероятностей

$$P_k = C_n^k p^k (1 - p)^{n-k} ,$$

где k следует положить равным соответственно 1 или 2, а в качестве p принять среднюю вероятность ошибки при приеме одного символа $p_{\text{ош}}$, найденную при выполнении пункта 2.3.

2Б. "Разработка системы связи для передачи непрерывных сообщений дискретными сигналами"
(варианты 11 ... 20)

ЗАДАНИЕ И ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ К ТЕМАТИКЕ ГРУППЫ 2Б.

Задание - разработать обобщенную структурную схему системы связи структурную схему приемника и структурную схему оптимального фильтра, рассчитать основные характеристики разработанной системы связи и сделать обобщающие выводы по результатам расчетов.

2Б.1. Исходные данные

Курсовая работа выполняется для следующих исходных данных:

- 1) Номер варианта N .
- 2) Амплитуда канальных сигналов A .
- 3) Дисперсия шума σ^2 .
- 4) Априорная вероятность передачи символов "1" $p(1)$.
- 5) Значение отсчета принятой смеси сигнала и помехи при однократном отсчете $Z(t_0)$.
- 6) Значения отсчетов принятой смеси сигнала и помехи при приеме по совокупности трех независимых (некоррелированных) отсчетов $Z(t_1)$, $Z(t_2)$, $Z(t_3)$.
- 7) Вид сигнала в канале связи (ДАМ, ДЧМ, ДФМ, ДОФМ).
- 8) Способ приема сигнала (КГ, НКГ).
- 9) Скорость передачи сигналов V , (Бод).
- 10) Максимальная амплитуда аналогового сигнала на входе АЦП b_{\max} .
- 11) Пик-фактор входного сигнала Π .
- 12) Число разрядов двоичного кода (при передаче сигналов методом ИКМ) n .
- 13) Вид дискретной последовательности шумоподобного сигнала.

Расчет численных значений этих параметров приводится в приложении в конце работы.

2Б.2. Порядок выполнения работы

1.) Изобразите обобщенную структурную схему системы связи для передачи непрерывных сообщений дискретными сигналами, приведите краткое описание назначения входящих в нее блоков.

Преобразования сообщения и сигналов в системе связи проиллюстрируйте качественным приведением временных и спектральных диаграмм на выходе каждого блока системы связи с соблюдением единого масштаба по оси абсцисс. Кратко опишите временные и

спектральные диаграммы. Вид модуляции и способ приема, используемые в системе связи, заданы в табл. 2.3 и определяются в соответствии с вариантом задания. Номер варианта задания численно равен порядковому номеру студента в учебном журнале.

2.) Изобразите структурную схему Вашего приемника и опишите ее работу (предполагается, что приемник не является оптимальным). Если приемник служит для приема сигналов ДФМ, приведите также вариант схемы для случая ДОФМ и опишите их работу.

3.) Сообщения передаются последовательностью двоичных символов "1" и "0", которые появляются с априорными вероятностями соответственно $p(1)$ и $p(0)$. Этим символам соответствуют каналные сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$, которые точно известны в месте приема.

В канале связи на передаваемые сигналы воздействует гауссовский стационарный шум с дисперсией σ^2 . Приемник, оптимальный по критерию идеального наблюдателя, принимает решение по одному отсчету смеси сигнала и помехи

$$Z(t_0) = S_i(t_0) + \xi(t_0)$$

на интервале элемента сигнала длительности T . Рассчитайте и изобразите графически кривые плотностей распределения $W(\xi)$ и условных вероятностей $W(z/0)$ и $W(z/1)$. Покажите на графике значения A , σ , $z(t_0)$. Определите, какой символ ("1" или "0") будет зарегистрирован приемником для исходных данных Вашего варианта. Для принятия решения воспользуемся отношением правдоподобия (пояснить, что это такое и привести расчеты).

4.) Рассчитать вероятность неправильного приема двоичного символа (среднюю вероятность ошибки) в рассматриваемом приемнике для заданного вида сигнала и способа приема, а также зависимость $p(h)$ (построить график для 4-5 значений h) с учетом реальной полосы пропускания приемника (на этом графике показать точку, соответствующую рассчитанной величине h и вычисленной вероятности ошибки). При расчетах полагаем, что полоса пропускания реального приемника, определяемая шириной спектра сигналов двоичных ДАМ, ДЧМ, ДФМ, ДОФМ, вычисляется по формулам

$$\Delta f_{\text{прДАМ}} = \Delta f_{\text{прДФМ}} = \Delta f_{\text{прДОФМ}} = 2 T, \quad \Delta f_{\text{прДЧМ}} = 2,5 T,$$

где $T = 1/V$ - длительность элемента сигнала, определяемая скоростью передачи (модуляции) сигналов V .

5.) В предположении оптимального приема (фильтрации) сигналов определить:

а) максимально возможное отношение сигнал/шум h_0^2 ;

б) выигрыш в отношении сигнал/шум оптимального приемника по сравнению с рассчитываемым.

6.) Для определения максимально возможной (потенциальной)

помехоустойчивости приема символов определим среднюю вероятность ошибки при оптимальном приеме для заданного вида сигнала.

7.) Определить, какой символ будет зарегистрирован на приеме при условии, что решение о переданном символе принимается по совокупности трех независимых (некоррелированных) отсчетов $Z_1 = Z(t_1)$, $Z_2 = Z(t_2)$, $Z_3 = Z(t_3)$ на длительности элемента сигнала T .

Для принятия решения воспользоваться отношением правдоподобия, сравнив его с пороговым отношением.

8.) Найти ожидаемую среднюю вероятность ошибки, считая что в приемнике используется метод синхронного накопления. Пояснить физически, за счет чего и во сколько раз в методе синхронного накопления повышается помехоустойчивость приема.

9.) Определить мощность шума квантования и отношение сигнал/шум h^2 при максимальной амплитуде аналогового сигнала (пояснить, что такое ИКМ, ее преимущества и недостатки, пути уменьшения шума квантования).

10.) Считаем, что символы "1" и "0" передаются сложными сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$ (с большой базой), которые представляют собой последовательности прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности длительности T . Прием этих сигналов осуществляется с помощью согласованного фильтра. Поясните преимущества и недостатки использования сигналов с большой базой.

11.) Изобразите форму сложных сигналов при передаче по каналу связи символов "1" и "0".

12.) Пояснить, что такое импульсная характеристика, как она выглядит в случае согласованного фильтра, и привести эту характеристику для заданного сигнала.

13.) Приведите схему согласованного фильтра для заданного сигнала и опишите, как формируется (поэлементно) выходной сигнал.

14.) Рассчитать форму сигнала на выходе согласованного фильтра при передаче символа "1". Изобразить форму этого сигнала.

15.) Изобразить на одном чертеже выходные сигналы согласованного фильтра при поступлении на вход фильтра сигналов "1" и "0" с указанием порогов при синхронном и асинхронном способах приема. Пороговое напряжение вычислить.

16.) Определить энергетический выигрыш при приеме сигналов с использованием согласованного фильтра (пояснить, за счет чего и какой ценой достигается этот выигрыш).

17.) При определении вероятности ошибки в данном пункте считать, что сигналы, соответствующие "1" и "0", являются взаимнопротивоположными и прием ведется синхронным способом (отсчеты берутся в конце каждого сигнала длительностью kT , где T - длительность одного элемента сложного сигнала). Решение о переданном символе принимается с использованием пороговой решающей схемы (для каждого из символов) синхронным способом.

Привести структурные схемы, поясняющую прием сообщений синхронным и асинхронным способами и пояснить (обосновать), какой из способов лучше. При расчете считаем, что длительность сигнала возросла в k раз по сравнению со случаями использования простых сигналов, где k - количество элементарных посылок в сложном сигнале.

18.) При проведении сравнительного анализа необходимо привести таблицу с рассчитанными значениями вероятностей ошибки для различных способов приема сигналов и дать необходимые пояснения полученным результатам (сделать выводы по работе).

Вид сигнала и способ приема

Таблица 2.3

Номер варианта	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Вид сигнала	ДАМ	ДАМ	ДЧМ	ДФМ	ДАМ	ДЧМ	ОФМ	ДЧМ	ОФМ	ОФМ
Способ приема	КГ	НКГ	КГ	КГ	НКГ	КГ	КГ	КГ	КГ	НКГ
n	8	9	10	10	10	8	8	9	9	9

*КГ - когерентный прием, НКГ - некогерентный прием**

Амплитуда A канальных сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ определяется студентами из соотношения

$$A = \overline{K \cdot M \cdot N} \cdot 10^{-3} \text{ В ,}$$

где N - номер варианта задания ; $K = 1,2$; $M = 1; 2$ - номер группы на курсе.

Дисперсия шума σ^2 находится из соотношения

$$\sigma^2 = A^2 \cdot 0,10 + 0,008N \text{ Вт .}$$

Априорная вероятность передачи символа "1" $p(1)$ задается из соотношения

$$p_1 = \begin{cases} 0,09 \cdot N , & \text{при } N \leq 10; \\ 9 N , & \text{при } N > 10. \end{cases}$$

Значения отсчетов принятой смеси сигнала и помехи находятся из соотношений

$$\begin{aligned} Z(t_0) &= (0,25 + \sigma)A, & Z(t_2) &= 0,6 Z(t_0), \\ Z(t_1) &= Z(t_0), & Z(t_3) &= 1,1 Z(t_0). \end{aligned}$$

Величина V задается соотношением $V = 1000 M \cdot N$ (Бод).

Максимальная амплитуда аналогового сигнала определяется выражением

$$b_{\max} = 2 + 0,3N \quad (\text{В}).$$

Пик-фактор аналогового сигнала определяется выражением

$$\Pi = 1,5 + 0,1N.$$

Вид дискретной последовательности $S_1(t)$ задан в табл.2.4 в восьмеричной форме (для компактности записи). При переводе $S_1(t)$ в двоичную форму необходимо заменить символы "0" на "-1". Сигнал $S_2(t) = -S_1(t)$.

Варианты дискретных последовательностей длиной 7,9,11 элементов (в восьмеричной форме)

Таблица 2.4

Номер варианта	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Группа 1	103	141	514	262	611	2134	2152	2162	2213	3122
Группа 2	3214	2512	2145	632	560	144	106	123	150	506

2Б.2. Методические указания

Оптимальный прием двоичных сигналов. Постановка задачи

Помехоустойчивость характеризует возможность функционирования систем с заданными показателями качества в условиях воздействия помех.

При рассмотрении вопросов передачи и приёма двоичных последовательностей полагают, что источник дискретных сообщений вырабатывает на своём выходе последовательность двух элементов (символов) – единицы и нуля с соответствующими вероятностями их появления $p(1)$ и $p(0)$.

Для их передачи используют два различных сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$, длительность каждого из которых равна длительности элемента последовательности T .

На вход приёмного устройства поступает смесь полезного сигнала и помехи, т. е.

$$Z(t) = S_i(t) + \xi(t).$$

В курсовой работе рассматривается канал с постоянными параметрами и аддитивной помехой типа гауссовского белого шума. Такие каналы являются достаточно приемлемой моделью многих реальных каналов передачи цифровой информации, в частности, кабельных, оптических, радиорелейных, космических и других.

Для количественной оценки влияния помех и других факторов, вызывающих отличие принятой последовательности от переданной, вводится критерий оценки качества принятой информации. При передаче дискретных сообщений за такой критерий принимают вероятность ошибки приёма одного элемента двоичной последовательности.

Приёмник, в результате анализа принятой конкретной реализации $Z(t)$ на интервале времени $0 \leq t \leq T$, должен установить, какой из возможных сигналов $S_i(t)$ ($S_1(t)$ или $S_2(t)$) присутствует на его входе, и в соответствии с этим принять решение о приеме символа 1 или 0. Это классическая задача теории связи – задача различения двух сигналов. В случае, когда один из сигналов тождественно равен нулю (например, ДАМ), имеем задачу обнаружения сигнала в интервале времени $0 \leq t \leq T$ на фоне помех.

Для различения сигналов в приёмнике необходимо (с допустимой погрешностью) устанавливать начало и конец интервала анализа каждой реализации $Z(t)$, поступающей на вход приёмника. Такая задача решается устройством синхронизации, которое позволяет определять начало и окончание каждого элемента сигнала (сообщения) в принятой последовательности.

Алгоритм различения двух и более сигналов на фоне белого гауссовского шума имеет ясный физический смысл: наиболее вероятным переданным сигналом считается тот сигнал, который меньше отличается (в среднеквадратичном смысле) от принятого сигнала. Т.о., оптимальный приёмник минимизирует среднюю вероятность ошибки. В аналитической форме алгоритм оптимального приёмника при равновероятных сигналах имеет вид

$$\begin{aligned} \text{если } \int_0^T Z(t) - S_1(t) \, dt \leq \int_0^T Z(t) - S_2(t) \, dt, \\ \text{то } Z(t) \equiv S_1(t), \text{ иначе } S_2(t), \end{aligned} \quad (2.1)$$

т.е. решение принимается в пользу сигнала $S_1(t)$.

При этом считается, что все параметры сигнала в точке приёма известны, т. е. известны его форма, амплитуда, частота, задержка во времени и начальная фаза (приём полностью известных сигналов). Неизвестным в этом случае является только то, какой из возможных сигналов передаётся на данном интервале наблюдения $0 \leq t \leq T$.

Выражение (2.1) позволяет синтезировать структурную схему оптимального приёмника.

Для передачи элементов двоичного кода (0 или 1) обычно используются сигналы с дискретной амплитудной модуляцией (ДАМ), частотной модуляцией (ДЧМ) и фазовой модуляцией (ДФМ или ДОФМ). Для конкретного вида используемых сигналов ДАМ, ДЧМ, ДФМ алгоритм оптимального приёмника и соответствующая ему структурная схема

получаются на основании общего алгоритма (2.1), при этом оптимальный приёмник должен вычислять значение функции взаимной корреляции вида

$$y(t) = \int_0^T Z(t) \cdot S_i(t) dt. \quad (2.2)$$

Для этого используется или коррелятор, или согласованный фильтр, которые обеспечивают одинаковую помехоустойчивость, т.е. эквивалентны.

В процессе передачи элементы кода искажаются помехами, причем, наблюдаются ошибки двоякого рода:

1) При передаче элемента 0 может быть ошибочно принят элемент 1, вероятность такого события (перехода $0 \rightarrow 1$) обозначим через $p(1/0)$ — вероятность приема 1 при передаче 0.

2) При передаче элемента 1 может быть ошибочно принят элемент 0, вероятность такого события (перехода $1 \rightarrow 0$) обозначим через $p(0/1)$ — вероятность приема 0 при передаче 1.

Средняя вероятность ошибки определяется по формуле

$$p_{\text{ош}} = p(0) \cdot p(1/0) + p(1) \cdot p(0/1). \quad (2.3)$$

В дальнейшем будем считать, что априорные вероятности передачи элементов кода равны, то есть $p(0) = p(1) = 0,5$, при этом

$$p_{\text{ош}} = 0,5[p(1/0) + p(0/1)]. \quad (2.4)$$

Помеху в канале связи будем считать флуктуационной с нормальным законом распределения мгновенных значений

$$w(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp \left[-\frac{\xi^2}{2\sigma^2} \right]. \quad (2.5)$$

Вероятность ошибки зависит: от вида модуляции, способа детектирования (когерентный, некогерентный), способа фильтрации сигналов в приёмнике (оптимальный фильтр, неоптимальный фильтр), мощности P_c (энергии E_c) сигнала, мощности P_n (спектральной плотности N_0) помехи.

Если в приёмнике используется неоптимальный фильтр, вероятность ошибки зависит от величины отношения мощности сигнала к мощности помехи (отношение сигнал/шум по мощности) $h^2 = P_c / P_n$.

При использовании в приёмнике оптимального фильтра вероятность ошибки определяется величиной отношения энергии элемента сигнала к спектральной плотности мощности помехи $h_0^2 = E_c / N_0 = P_c T_c / N_0$.

Помехоустойчивость приема сигналов ДАМ, ДЧМ, ДФМ, ДОФМ в указанных выше условиях можно определить, вычисляя среднюю вероятность ошибки следующим образом.

Дискретная амплитудная модуляция

Элементами сигналов ДАМ являются посылки (кодированный элемент «1») и паузы (кодированный элемент «0»)

$$S_i(t) = \begin{cases} S_1(t) = a \cdot \cos \omega_0 t \\ S_2(t) = 0 \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T,$$

где T – длительность элемента сигнала.

Некогерентный прием

Прием сигнала ДАМ в этом случае осуществляется путем сравнения уровня сигнала после амплитудного детектора (детектора огибающей) с некоторым пороговым уровнем $U_{\text{п}}$ решающей схемы приемника [7]. Ошибки возникают в случаях:

1) При передаче посылки огибающая суммы сигнала и помехи ($E_{\text{сн}}$) оказывается меньше порогового уровня $U_{\text{п}}$ (переход 1→0).

2) При передаче паузы огибающая помехи $E_{\text{п}}$ оказывается больше $U_{\text{п}}$ (переход 0→1).

Вероятности этих событий определяются через соответствующие распределения значений огибающих [3,7].

$$\begin{aligned} p(0 \rightarrow 1) &= \int_0^{U_{\text{п}}} w(E_{\text{сн}}) dE_{\text{сн}}, \\ p(1 \rightarrow 0) &= \int_{U_{\text{п}}}^{\infty} w(E_{\text{п}}) dE_{\text{п}}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $w(E_{\text{сн}})$ – плотность распределения огибающей суммы сигнала и помехи, которая, как известно, определяется обобщенным законом Релея (Релея-Райса),

$$w(E_{\text{сн}}) = \frac{E_{\text{сн}}}{\sigma^2} \cdot \exp \left[-\frac{E_{\text{сн}}^2 + a^2}{2\sigma^2} \right] \cdot \frac{E_{\text{сн}} \cdot a}{\sigma^2},$$

$w(E_{\text{п}})$ – плотность распределения огибающей помехи, определяется простым законом Релея

$$w(E_{\text{п}}) = \frac{E_{\text{п}}}{\sigma^2} \cdot \exp \left[-\frac{E_{\text{п}}^2}{2\sigma^2} \right].$$

Средняя вероятность ошибки с учетом (2.4) и (2.6) равна

$$p_{\text{ошАМНКГ}} = 0,5 \cdot \int_0^{U_{\text{п}}} w(E_{\text{сн}}) dE_{\text{сн}} + \int_{U_{\text{п}}}^{\infty} w(E_{\text{п}}) dE. \quad (2.7)$$

Значение $p_{\text{ош}}$ зависит от порогового уровня $U_{\text{п}}$ решающей схемы. Можно показать, что вероятность ошибки минимальна, когда $U_{\text{п}} = 0,5 \cdot a$

(при $a^2 \gg \sigma^2$), т.е в этом случае U_{Π} имеет оптимальное значение. При этом окончательно получаем

$$p_{\text{ошАМнкг}} = 0,5 \cdot \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{h}{2}\right) + \exp\left(-\frac{h^2}{4}\right) \right], \quad (2.8)$$

где $h^2 = a^2 (2\sigma^2)$ – отношение мощностей сигнала и помехи (отношение сигнал / шум), а

$$\Phi z = \frac{2}{2\pi} \int_0^z \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$$

– табулированный интеграл вероятностей.

Зависимость $p_{\text{ош}} = f(h)$ при некогерентном приеме приведена в [3].

Если $h^2 \gg 1$, то

$$p_{\text{ошАМнкг}} \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{h^2}{4}\right). \quad (2.9)$$

Максимальная помехоустойчивость при приеме сигналов ДАМ наблюдается в том случае, если применяется оптимальная фильтрация сигналов. В этом случае необходимо в формуле (2.9) вместо h^2 подставить h_0^2 , равное

$$h_0^2 = a^2 \cdot T \cdot 2 \cdot N_0^2, \quad (2.10)$$

где $a^2 \cdot T \cdot 2 = E$ – энергия элемента сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности помехи.

Когерентный прием

При когерентном приеме применяется синхронный детектор, который устраняет влияние ортогональной составляющей вектора помехи. Составляющая $x = E_{\Pi} \cdot \cos \varphi$ имеет нормальный закон распределения и мощность $x^2 = \sigma^2$. Поэтому вероятность искажения посылки $p(0/1)$ и вероятность искажения паузы $p(1/0)$ будут равны:

$$p_{0/1} = \int_0^{U_{\Pi}} w(x/a) dx \quad \text{и} \quad p_{1/0} = \int_{U_{\Pi}}^{\infty} w(x) dx,$$

где $w(x/a)$ и $w(x)$ – плотности распределения вероятностей мгновенных значений сигналов на выходе детектора при приеме посылки и паузы соответственно

$$w(x/a) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma} \cdot \exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{и} \quad w(x) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right).$$

Средняя вероятность ошибки будет равна

$$p_{\text{ошАМкг}} = 0,5 \int_0^{U_{\text{п}}} w(x-a) dx + \int_{U_{\text{п}}}^{\infty} w(x) dx .$$

При оптимальном значении порогового уровня решающей схемы $U_{\text{п}} = 0,5 \cdot a$, вероятность ошибки минимальна и равна

$$p_{\text{ошАМкг}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{h}{2}\right) \right] , \quad (2.11)$$

где $h^2 = a^2 (2\sigma^2)$ – отношение сигнал/шум.

Зависимость $p_{\text{ошАМ}} = f(h)$ при когерентном приёме приведена в [3].

При когерентном приеме достигается потенциальная помехоустойчивость, если в приемнике осуществить оптимальную фильтрацию сигнала. При этом достигается максимальное отношение сигнал / шум

$$h_0^2 = a^2 \cdot T (2 \cdot N_0) ,$$

и в формуле (2.11) h заменяется на h_0 .

Квадратурная амплитудная модуляция (КАМ)

Промодулированный сигнал представляет собой сумму двух ортогональных несущих: косинусоидальную и синусоидальную, амплитуды которых принимают независимые дискретные значения. Рассмотрим в качестве примера сигнал для КАМ - 16, где число 16 означает количество вариантов суммарного сигнала.

Пусть шаг между разрешенными уровнями сигнала составляет один вольт. Векторная диаграмма возможных состояний сигнала для этого случая приведена в [3].

Рассмотрим случай воздействия на сигнал аддитивной гауссовой помехи. Условные плотности вероятности представляют собой шестнадцать возвышенностей. В [3] показана область правильного приёма "6"-го сигнала. Для оценки вероятности ошибки рассмотрим сечение двумерной плотности вероятности при $y = +1$ В. [3].

Вероятность того, что уровень сигнала по оси X (амплитуда косинусоидальной составляющей) превысит $U_{\text{п2}} = 2$ В, будет равна

$$p_{\xi > U_{\text{п2}}} = p_1 = \int_{U_{\text{п2}}}^{\infty} w(x \text{ "6" }, y = +1) dx = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{h}{2}\right) \right] ,$$

где $h^2 = \Delta U^2 (2\sigma^2)$; ΔU – расстояние между соседними сигналами (в приведенном примере $\Delta U = 2$ В); σ^2 – мощность шума.

Вероятность того, что уровень сигнала по оси X окажется меньше $U_{п2}$, будет равна

$$p_{y=1} \xi < U_{п2} = p_2 = \int_{-\infty}^{U_{п2}} w(xy \text{ "б"}, y = +1) dx = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{h}{2}\right) \right].$$

Аналогичные выражения для вероятности ошибки могут быть получены при анализе изменения сигнала по оси Y .

Ошибочное решение при приёме "б"—го сигнала произойдет в следующих ситуациях :

1) Принимаемый сигнал превысит $U_{п2}$ по оси X или по оси Y , или по обеим осям вместе, т.е. $p_{>} = p_2 + p_2 - p_2 \cdot p_2$.

2) Принимаемый сигнал будет меньше U_0 по оси X , по оси Y , или по обеим осям вместе, т.е. $p_{<} = p_2 + p_2 - p_2 \cdot p_2$.

Верхняя оценка вероятности ошибочного решения может быть определена соотношением:

$$p = p_{<} + p_{>} = 4 \cdot p_2 - 2 \cdot p_2^2 = 2 - 2 \cdot \Phi\left(\frac{h}{2}\right) \left[1 - \Phi\left(\frac{h}{2}\right) \right]^2. \quad (2.12)$$

При строгом учёте всех ситуаций средняя вероятность ошибок будет несколько меньше.

В реальных каналах связи $p_{<} = p_{>} \ll 1$. В этом случае

$$p = 2 - 2 \cdot \Phi\left(\frac{h}{2}\right) \quad (2.13)$$

Дискретная частотная модуляция (ДЧМ)

Элементами сигнала при ДЧМ являются

$$S_i(t) = \begin{cases} S_1(t) = a \cdot \cos(\omega_1 t) \\ S_2(t) = a \cdot \cos(\omega_2 t) \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T$$

В приёмнике сигналы разделяются с помощью канальных полосовых фильтров, настроенных на частоты ω_1 и ω_2 , с последующим детектированием.

Некогерентный приём

При приёме сигналов ДЧМ в одном из фильтров всегда присутствует сумма сигнала и помехи, а в другом только помеха. Ошибка при регистрации сигнала, очевидно, будет в том случае, когда огибающая помехи в фильтре без сигнала превысит огибающую суммы сигнала и помехи в фильтре с сигналом.

Считаем, что мощности сигнала и помехи в каждом из фильтров одинаковы. Тогда вероятности искажения символов "1" и "0" будут одинаковы, т.е. $p(0/1) = p(1/0)$ (канал симметричный).

Вероятность того, что огибающая помехи в фильтре без сигнала превысит огибающую суммы сигнала и помехи в другом фильтре, равна

$$p(E_{\Pi} > E_{\Sigma}) = \int_{E_{\Sigma}}^{\infty} w(E_{\Pi}) dE_{\Pi} . \quad (2.14)$$

В выражении (2.14) огибающая суммы сигнала и помехи является случайной величиной, имеющей обобщенный закон распределения Релея. Поэтому для определения вероятности ошибки необходимо усреднить вероятность $p(E_{\Pi} > E_{\Sigma})$ по всем значениям E_{Σ} :

$$\begin{aligned} p(0 \rightarrow 1) = p(1 \rightarrow 0) &= \int_0^{\infty} w(E_{\Sigma}) \cdot p(E_{\Pi} > E_{\Sigma}) dE_{\Sigma} = \\ &= \int_0^{\infty} w(E_{\Sigma}) \cdot \int_{E_{\Sigma}}^{\infty} w(E_{\Pi}) dE_{\Pi} dE_{\Sigma} . \end{aligned}$$

Подставляя сюда выражения для $w(E_{\Sigma})$ и $w(E_{\Pi})$, получим

$$p(0 \rightarrow 1) = p(1 \rightarrow 0) = \frac{1}{2} \cdot \exp -h^2 / 2 ,$$

где h^2 – отношение сигнал/шум на выходе фильтра с сигналом.

Для случая равновероятных сообщений средняя вероятность ошибки будет равна

$$\begin{aligned} p_{\text{ошЧМНКГ}} &= 0,5 \cdot [p(0 \rightarrow 1) + p(1 \rightarrow 0)] \\ &= \frac{1}{2} \cdot \exp -h^2 / 2 . \quad (2.15) \end{aligned}$$

Максимальная помехоустойчивость при некогерентном приёме сигналов ДЧМ достигается в случае, если осуществляется оптимальная фильтрация сигнала, при этом в формуле (2.15) h^2 заменяется на h_0^2 .

Когерентный приём

При когерентном приёме сигналов ДЧМ на помехоустойчивость влияют только синфазные с сигналом составляющие помех x_1 в фильтре ω_1 и x_2 в фильтре ω_2 . Эти составляющие имеют нормальный закон распределения амплитуд с одинаковыми дисперсиями

$$w(x_1) = w(x_2) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma} \cdot \exp -\frac{x^2}{2\sigma^2} .$$

Вероятность превышения синфазной составляющей помехи в фильтре без сигнала x_2 составляющей суммы сигнала и помехи в фильтре с сигналом $(a + x_1)$ равна

$$p(x_2 > a + x_1) = \int_{a+x_1}^{\infty} w(x_2) dx_2.$$

Для определения средней вероятности ошибки необходимо усреднить вероятность $p(x_2 > (a + x_1))$ по всем значениям случайной величины $(a+x_1)$, при этом для случая флуктуационной помехи (и симметричного канала связи) получим:

$$p(0/1) = p(1/0) = \int_{-\infty}^{\infty} w(a + x_1) \cdot \left[\int_{a+x_1}^{\infty} w(x_2) dx_2 \right] dx_1 = 0,5 \cdot [1 - \Phi(h)],$$

где h^2 – отношение сигнал/шум.

Средняя вероятность ошибки равна

$$p_{\text{ошЧМкг}} = 0,5 \cdot [p(0/1) + p(1/0)] = 0,5 \cdot [1 - \Phi(h)]. \quad (2.16)$$

При когерентном приёме сигналов ДЧМ достигается потенциальная помехоустойчивость, если используется оптимальная фильтрация сигналов. В этом случае в формуле (2.16) вместо h подставляют h_0 .

Дискретная фазовая модуляция (ДФМ)

Элементами сигнала при ДФМ являются

$$S_i(t) = \begin{cases} S_1(t) = a \cdot \cos \omega_0 t \\ S_2(t) = -a \cdot \cos \omega_0 t \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T.$$

Приём сигналов фазовой модуляции возможен только с помощью синхронного (когерентного) детектора, различающего фазы принимаемых сигналов. Вероятности переходов $p(1/0)$ и $p(0/1)$ при флуктуационной помехе в канале связи одинаковы и равны

$$p(0/1) = p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \int_a^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = 0,5 \cdot [1 - \Phi(\sqrt{2} \cdot h)].$$

Соответственно средняя вероятность ошибки равна

$$p_{\text{ошФМ}} = 0,5 \cdot [p(0/1) + p(1/0)] = 0,5 \cdot [1 - \Phi(\sqrt{2} \cdot h)]. \quad (2.17)$$

Максимальная помехоустойчивость сигналов ДФМ, равная потенциальной, достигается при оптимальной фильтрации сигналов, при этом в формуле (2.17) вместо h подставляют h_0 .

Дискретная относительная фазовая модуляция

При использовании в системе связи дискретной ОФМ на передаче включается блок внесения относительности на входе модулятора, а на приёме относительность снимается либо по высокой частоте (в фазовом детекторе), либо по низкой частоте (после фазового детектора). Первый способ приёма называется методом сравнения фаз (некогерентный приём), второй – методом сравнения полярностей (когерентный приём).

При передаче дискретных двоичных сообщений сигналами ОФМ характерно, что неправильный приём одного символа сообщения ведёт к сдвоенной ошибке. Средняя вероятность ошибки находится из следующих выражений:

- для метода сравнения фаз:

$$p_{\text{ош сф}} = 0,5 \cdot \exp(-h^2);$$

- для метода сравнения полярностей:

$$p_{\text{ош сп}} = 2 \cdot p_{\text{фм}} \cdot (1 - p_{\text{фм}}) \approx 2 \cdot p_{\text{фм}}, \quad (2.18)$$

здесь $p_{\text{фм}}$ – средняя вероятность ошибки при классической ДФМ, которая определяется по формуле (2.17).

Таким образом, вероятность неправильного приёма символа для ДОФМ с приёмом по методу сравнения полярностей примерно в 2 раза больше, чем при ДФМ.

Прием сигналов методом многократных отсчетов

Для повышения помехоустойчивости приёма дискретных двоичных сообщений решение о переданном символе принимается не по одному отсчёту на длительности элемента сигнала $0 \leq t \leq T$, а по нескольким, в общем случае по n некоррелированным отсчётам Z_1, Z_2, \dots, Z_n , принимаемой смеси сигнала и помехи (метод дискретного накопления). При этом отсчёты берутся через интервал Δt , равный интервалу корреляции помехи $\tau_{0\xi}$, т.е. они будут некоррелированными. Для принятия решения о переданном символе должна быть определена совместная n -мерная плотность распределения вероятностей для заданных n отсчётов, т. е. $w_n(Z/1)$ и $w_n(Z/0)$. Для случая гауссовского стационарного шума некоррелированные отсчёты смеси сигнала и шума будут независимыми. Следовательно, $w_n(Z/a_i)$ равна произведению одномерных плотностей распределения каждого из отсчётов, т. е.

$$w_n(Z/a_i) = w_n(Z_1/a_i) \cdot w_n(Z_2/a_i) \cdot \dots \cdot w_n(Z_n/a_i).$$

Приём методом многократных отсчётов позволяет по сравнению с принятием решения по одному отсчёту увеличить отношение сигнал/шум в n раз, т. е. $h_n^2 = n \cdot h_1^2$. Это обусловлено тем, что мощность сигнала возрастает в n^2 раз, а мощность помехи — только в n раз. Характерно, что

при приёме дискретных сигналов методом многократных отсчётов можно получить сколь угодно значительное отношение сигнал/шум (и, соответственно, высокую помехоустойчивость) путём увеличения числа отсчётов на длительности элемента сигнала. Однако очевидно, что это требует увеличения длительности элемента сигнала тоже в n раз, что, в свою очередь, приводит к снижению скорости передачи сообщений также в n раз по сравнению с вариантом принятия решения по одному отсчёту. Таким образом, реализуется принцип обмена скорости передачи дискретных сообщений на помехоустойчивость путём увеличения энергии элемента сигнала $E_c = P_c T$.

Фильтрация дискретных сигналов

Помехоустойчивость приёма дискретных сигналов, как это было показано выше, определяется отношением сигнал/помеха на входе решающего устройства.

Наибольшее отношение сигнал/помеха, равное отношению энергии элемента сигнала к спектральной плотности флуктуационной помехи $h_0^2 = E_c N_0$, обеспечивают так называемые оптимальные фильтры.

Известно, что амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра для приёма дискретных сигналов совпадает с точностью до постоянного множителя C_1 с амплитудным спектром сигнала

$$K(\omega) = C_1 \cdot S(\omega),$$

а импульсная характеристика представляет собой зеркальное отображение временной функции сигнала, задержанное на длительность сигнала T .

Для прямоугольного радиоимпульса в качестве оптимального фильтра может быть использован колебательный контур высокой добротности, для которого динамическая амплитудно-частотная характеристика определяется выражением

$$K(\omega) = C_1 \cdot S(\omega) = C_2 \cdot \left| \frac{\sin \frac{(\omega_0 + \Delta\omega) \cdot T}{2}}{(\omega_0 + \Delta\omega) \cdot T} \right|, \quad (2.19)$$

а эффективная полоса пропускания равна $\Delta f_{\text{эф}} = 1/T$.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра, оптимального для прямоугольного видеоимпульса, определяется выражением

$$K(\Omega) = C_2 \cdot \left[\frac{\sin(\Omega \cdot T/2)}{\Omega \cdot T/2} \right], \quad (2.20)$$

а эффективная полоса пропускания равна $\Delta f_{\text{эф}} = 1/2T$.

При затруднительной реализации оптимальных фильтров применяют так называемые квазиоптимальные фильтры, амплитудно-частотная характеристика которых может иметь произвольную форму (ближе к прямоугольной). Эффективную полосу пропускания квазиоптимального фильтра выбирают такой, чтобы при данной форме его амплитудно-частотной характеристики обеспечивалось максимально возможное отношение сигнал/шум на выходе.

Для прямоугольного радиоимпульса максимум отношения сигнал/шум обеспечивается при ширине полосы пропускания квазиоптимального фильтра $\Delta f_{\text{эф}}$, равной:

- при использовании идеального полосового фильтра (с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой):

$$\Delta f_{\text{эф}} = 1,37 T, \text{ при этом } h_{\text{max}}^2 = 0,815 \cdot h_0^2 ;$$

- при использовании одиночного параллельного колебательного контура:

$$\Delta f_{\text{эф}} = 0,65 T .$$

Энергетический проигрыш в отношении сигнал/шум при использовании вышеуказанных квазиоптимальных фильтров вместо оптимальных не превышает 18÷19 %.

При приёме непрерывной последовательности импульсов ширина полосы пропускания квазиоптимального фильтра должна быть примерно в два-три раза больше, чем для одиночного импульса. Это объясняется тем, что кроме флуктуационных помех на помехоустойчивость приёма последовательности импульсов оказывает влияние также и межсимвольная интерференция (взаимное наложение импульсов на выходе фильтра). В этом случае полосу пропускания выбирают из условия минимизации на выходе фильтра суммы флуктуационной помехи и межсимвольной интерференции.

Использование сложных сигналов для передачи дискретных сообщений

Решение проблемы повышения помехозащищённости систем связи и управления достигается использованием различных методов и средств, в том числе и сигналов сложной формы (с большой базой).

Широкое практическое применение получили сложные сигналы на основе дискретных кодовых последовательностей, которые представляют собой последовательности символов d_i длительностью T , принимающих одно из двух значений: +1 или -1. Такие сигналы легко формируются и обрабатываются с использованием элементов цифровой и вычислительной техники.

Сложные сигналы должны удовлетворять ряду требований для достижения наибольшей достоверности их приёма:

а) корреляционная функция должна содержать значительный максимум (пик);

б) взаимная корреляционная функция (ВКФ)

$$K_{ij}(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c - \tau} S_i(t) \cdot S_j(t - \tau) dt \quad (2.21)$$

любой пары сигналов из используемого ансамбля, определяющая степень их ортогональности, должна быть близка к нулю при любом τ .

Однако на практике для реальных сигналов последнее условие не может быть выполнено. Поэтому для используемых сигналов важно обеспечить возможно большее отношение $K_{ii}(\tau) / K_{ij}(\tau)$, оно и будет определять помехозащищённость приёма сигналов (например, для случая передачи двоичных сообщений это будут вероятности $p(1/0)$ и $p(0/1)$).

Отличительная особенность ВКФ в том, что она не является чётной функцией аргумента τ , т.е. $K_{uv}(\tau) \neq K_{uv}(-\tau)$, а максимальный выброс достигается не обязательно при $\tau=0$.

Известно, что сигнал на выходе согласованного фильтра в произвольный момент времени характеризуется интегралом свёртки вида

$$y(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) \cdot S(t - \tau) d\tau,$$

где $g(\tau)$ – импульсная характеристика фильтра.

Выходной сигнал СФ совпадает по форме с функцией корреляции входного сигнала, т.е.

$$y(t) = a \cdot K_{uv}(t - t_0), \quad (2.22)$$

где a – множитель пропорциональности;

t_0 – сдвиг в сторону запаздывания.

На практике величину t_0 выбирают равной длительности сигнала, т.е. $t_0 = T_c$.

Для корреляционной функции дискретного сигнала общего вида применима формула

$$K(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j \cdot u_{j-n}, \quad (2.23)$$

здесь n указывает количество элементов, на которое осуществляется сдвиг исходного дискретного сигнала (n – целое число, положительное, отрицательное или нуль), так как важнейшей операцией при корреляционной обработке дискретных сигналов с использованием согласованного фильтра является поэлементный сдвиг такого сигнала.

Взаимная корреляционная функция двух дискретных сигналов по аналогии с корреляционной функцией одиночного сигнала определяется формулой:

$$K_{uv} n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j \cdot v_{j-n} . \quad (2.24)$$

Влияние помехи в линии связи на передаваемый сигнал будет проявляться в изменении знака (полярности) элемента дискретного сигнала, т. е. в переходах вида $1 \rightarrow -1$ и $-1 \rightarrow 1$. При приёме с помощью согласованного фильтра это будет приводить к изменению формы сигнала на его выходе – уменьшению основного лепестка, увеличению боковых выбросов и, следовательно, к снижению помехоустойчивости приёма. Поэтому целесообразно выбрать оптимальную величину порога решающей схемы приёмника, минимизирующую среднюю вероятность ошибки. При равновероятной передаче сообщений оптимальный порог должен выбираться как среднее значение между уровнем основного лепестка и максимальным уровнем выброса ВКФ.

Согласованный фильтр для дискретных последовательностей может быть реализован в виде линии задержки с отводами (с общим временем задержки, равным длительности сигнала T_c), фазовращателей (инверторов) в отводах и суммирующей схемы, на выходе которой возникает импульс, равный сумме амплитуд всех элементов сигнала.

Устройства, реализующие согласованную фильтрацию дискретных сигналов, могут быть выполнены также и на основе регистра сдвига с количеством разрядов, равным количеству элементов в кодовой последовательности сигнала. В соответствии с (2.23) и (2.24) должны быть перемножители и сумматоры. На вход перемножителей поступают принимаемая последовательность с разрядов регистра сдвига и опорная последовательность, совпадающая по виду с импульсной характеристикой входного сигнала с эталонного регистра. Сигналы с выходов всех разрядов перемножителей поступают на сумматор. Очевидно, что максимальный отклик на выходе сумматора будет наблюдаться тогда, когда кодовая последовательность полностью будет введена в регистр сдвига, т. е. в момент окончания входного сигнала.

Примечание: нетрудно видеть, что сигнал на выходе сумматора будет иметь вид ступенчатой функции. После сумматора может быть установлен интегратор, например, простейшая RC-цепочка для "сглаживания" сигнала.

Способ вычисления функции корреляции для заданных дискретных сигналов наглядно продемонстрирован в [4].

Проиллюстрируем нахождение корреляционной функции на примере ВКФ двух заданных сигналов из 5 элементов вида

$$u = \{1, 1, 1, -1, -1\} , \quad v = \{1, -1, 1, -1, 1\} .$$

Если $n > 0$, то сигнал v в (2.24) запаздывает относительно u , при $n < 0$ сигнал v сдвигается в сторону опережения. С учётом поэлементного

сдвига последовательности v относительно последовательности u получим следующие результаты:

$$\begin{array}{l}
 n = 0 \quad u. \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1+1+1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad v. \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1 \ -1+1 \ -1+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad \text{Рез-т перемнож.} = \quad 1 \ -1 \quad 1 \ 1 \ -1 \quad \text{Рез-т суммиров. } K_{uv}(0) = 1
 \end{array}$$

$$\begin{array}{l}
 n = 1 \quad u. \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1+1+1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad v(+1) \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1 \ -1+1 \ -1+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad \text{Рез-т перемнож.} = \quad 0 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 0 \quad \text{Рез-т суммиров. } K_{uv}(1) = 0
 \end{array}$$

$$\begin{array}{l}
 n = 2 \quad u. \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1+1+1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad v(+2) \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1 \ -1+1 \ -1+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad \text{Рез-т перемнож.} = \quad 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ -1 \ 0 \quad \text{Рез-т суммиров. } K_{uv}(2) = 1
 \end{array}$$

$$\begin{array}{l}
 n = 3 \quad u. \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1+1+1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad v(+3) \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1 \ -1+1 \ -1+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad \text{Рез-т перемнож.} = \quad 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 1 \ 0 \quad \text{Рез-т суммиров. } K_{uv}(3) = 0
 \end{array}$$

$$\begin{array}{l}
 n = 4 \quad u. \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1+1+1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad v(+4) \dots 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0+1 \ -1+1 \ -1+1 \ 0 \ 0 \ \dots \\
 \quad \text{Рез-т перемнож.} = \quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \quad \text{Рез-т суммиров. } K_{uv}(4) = -1.
 \end{array}$$

При $n = 5$ $K_{uv}(5) = 0$.

Аналогично составляем семейство последовательностей для $n < 0$ и находим $K_{uv}(-n)$. Получим:

$$K_{uv}(-1) = -2, \quad K_{uv}(-2) = 1, \quad K_{uv}(-3) = 0, \quad K_{uv}(-4) = 1, \quad K_{uv}(-5) = 0.$$

Согласованный фильтр обеспечивает при флуктуационной помехе в канале типа "белого шума" в момент окончания сигнала $t_0 = T_c$ на своём выходе максимально возможное отношение пиковой мощности сигнала к мощности помехи. Выигрыш в отношении сигнал/шум на выходе СФ по сравнению со входом равняется базе сигнала ($B = 2 \cdot F_c \cdot T_c$), т. е.

$$q = \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{ВЫХ}} \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{ВХ}} = 2 \cdot F_c \cdot T_c, \quad (2.25)$$

где $T_c = N \cdot T$ – длительность сигнала (N – число элементов в дискретной последовательности);

$F_c = 1/(2T)$ – ширина спектра сигнала.

Т.о., выигрыш $q = (h_{\text{вых}})^2 / (h_{\text{вх}})^2$, обеспечиваемый СФ при приёме дискретных последовательностей, составляет N раз. Следовательно, путём увеличения длины дискретных последовательностей, отображающих символы сообщений "1" и "0", можно обеспечить значительное повышение отношения сигнал/шум на входе решающей схемы приёмника и, соответственно, повышение помехоустойчивости (достоверности) передачи дискретных сообщений. Очевидно, что это будет приводить к снижению скорости передачи сообщений, то есть реализуется принцип обмена скорости передачи дискретных сообщений на помехоустойчивость их приёма путём увеличения энергии элемента сигнала $E_c = P_c T$.

2Б.3. Структура пояснительной записки

Структура пояснительной записки, выполняемой по тематике Б должна быть следующей:

- 1.) Титульный лист.
- 2.) Задание, исходные данные.
- 3.) Аннотация.
- 4.) Содержание.
- 5.) Структурная схема системы связи.
- 6.) Структурная схема приемника.
- 7.) Принятие решения приемником по одному отсчету.
- 8.) Вероятность ошибки на выходе приемника.
- 9.) Выигрыш в отношении сигнал/шум при применении оптимального приемника.
- 10.) Максимально возможная помехоустойчивость при заданном виде сигнала.
- 11.) Принятие решения приемником по трем независимым отсчетам.
- 12.) Вероятность ошибки при использовании метода синхронного накопления.
- 13.) Расчет шума квантования при передаче сигналов методом ИКМ.
- 14.) Прием с использованием сложных сигналов и согласованного фильтра.
- 15.) Форма сложных сигналов при передаче символов "1" и "0"
- 16.) Импульсная характеристика согласованного фильтра.
- 17.) Схема согласованного фильтра для приема сложных сигналов.
- 18.) Форма сигналов на выходе согласованного фильтра при передаче символов "1" и "0".
- 19.) Оптимальные пороги при асинхронном и синхронном способах приема сигналов в схеме с согласованным фильтром.
- 20.) Энергетический выигрыш при применении согласованного фильтра.
- 21.) Вероятность ошибки на выходе приемника при применении сложных сигналов и согласованного фильтра.

- 22.) Сравнительный анализ различных способов приема.
- 23.) Заключение.
- 24.) Список литературы.
- 25.) Приложение(я).

2В. "Разработка многоканальной системы связи" (варианты 21 ... 30)

ЗАДАНИЕ И ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ К ТЕМАТИКЕ ГРУППЫ 2В.

Задание: разработать обобщенную функциональную и электрическую функциональную схемы многоканальной системы связи и рассчитать ее основные тактико-технические характеристики.

2В.1. Исходные данные

Курсовая работа выполняется для следующих исходных данных:

- 1) число каналов M ;
- 2) длина двоичной кодовой комбинации (слова) на входе канала K_c , (бит);
- 3) средняя скорость на входе канала, (слов/с);
- 4) тип манипуляции;
- 5) способ уплотнения каналов;
- 6) суммарная средняя мощность сигнала на входе приемника P ;
- 7) спектральная плотность мощности аддитивного белого шума на входе приемника N_0 ;
- 8) тип корректирующего кода;
- 9) степень когерентности системы.

Вопросы, подлежащие разработке:

- 1) выбор численных значений параметров корректирующего кода, при которых обеспечивается минимальная битовая вероятность ошибки на выходе декодера;
- 2) разработка детальной функциональной схемы кодера и декодера заданного корректирующего кода, либо составление программы кодирования и декодирования для персонального компьютера (по выбору студента);
- 3) вычисление вероятности ошибки при приеме кодового слова и битовой вероятности ошибки на выходе декодера;
- 4) оценка частоты появления ошибок и заключение о ее соответствии назначению системы;
- 5) выбор способов введения и численных значений параметров синхросигналов;

- *6) выбор методов селекции синхросигналов в приемном устройстве;
- 7) выбор численных значений параметров модуляции в первой и, в случае необходимости, последующих ступенях уплотнения;
- *8) расчет временных интервалов для канальных и группового сигналов (при временном уплотнении каналов);
- *9) расчет полос частот, необходимых для передачи каждого из канальных сигналов, полосы группового сигнала и сигнала (сигналов) на выходе системы;
- *10) разработка способа сопряжения системы с аналоговой аппаратурой частотного уплотнения телефонных каналов для передачи групповых сигналов по одному или нескольким арендуемым стандартным трактам;
- 11) разработка функциональной схемы системы в целом для передачи в одном направлении.

Примечание: Пункты, отмеченные знаком * являются рекомендуемыми, но не обязательными.

2В.2. Порядок выполнения работы

- 1) Предположить, каково назначение СПИ, т.е. определить физический смысл передаваемых параметров, исходя из заданных значений длины слова и скорости передачи.
- 2) Определить скорость ввода информационных символов в одном канале $V_{вх}$.
- 3) Выбрать такие значения n и k из числа допустимых для заданного кода, которые наиболее удобны для передачи кодовых слов, выдаваемых источниками, при этом k информационных позиций в кодовой комбинации можно заполнять произвольным образом (размещая несколько слов от одного источника или от разных источников, разбивая слова на части и размещая их в разных комбинациях и т. п.), но при этом следует передавать и специальные синхросигналы, помогающие в пункте приема проводить сборку кодовых слов и их разделение по каналам. Возможно использование укороченного кода.
- 4) Выбрать способ введения и параметры синхроимпульсов.
- 5) Учитывая заданный способ манипуляции и наличие синхросигналов, определить длительность радиоимпульса на входе приемника.
- 6) Учитывая степень когерентности системы, определить вероятность ошибки при демодуляции принимаемого радиоимпульса в приемнике и битовую вероятность ошибки на входе декодера $p_{вх}$.
- 7) Исходя из кодового расстояния $d_{код}$ и битовой вероятности ошибки на входе декодера $p_{вх}$, определить вероятность ошибочного декодирования (n,k) -комбинации $p_{ош}$, при этом иметь в виду, что декодер должен исправлять ошибки. Оценить битовую вероятность ошибки на выходе декодера $p_{вых}$.

8) Вычисления пп. 3-8 повторить 2-3 раза с целью подбора наилучших характеристик кода, обеспечивающих минимальную битовую вероятность ошибки на выходе декодера.

9) Определить избыточность кода $R=r/n$, а также среднее время безошибочной работы в одном канале $T=1/(V_{\text{вх}} p_{\text{вых}})$, где $V_{\text{вх}}$ – средняя скорость на входе телеметрического канала, бит/с. В случае, если помехоустойчивость системы чрезмерно велика, оценить, возможно ли сокращение избыточности и, следовательно, требуемой для передачи полосы частот за счет увеличения n и k так, чтобы величина T оставалась приемлемой для систем данного назначения.

10) (ЧУ каналов). Найти ширину спектра для каждого из канальных сигналов после модулятора первой ступени, задать величины защитных частотных интервалов (методом аналогии с существующей, например стандартной аппаратурой), определить ширину спектра группового сигнала.

(ВУ каналов). Найти требуемые длительности символов, слов и кадров, а также длительности синхроимпульсов в групповом сигнале, рассчитать ширину спектра группового сигнала на выходе.

11) Задать способ сопряжения системы со стандартной аппаратурой ЧУ каналов тональной частоты, а именно: выбрать групповой тракт стандартной аппаратуры (первичный, вторичный и т.п.) и задать частоту несущей, необходимой для передачи группового сигнала с АМ ОБП по выбранному тракту, определить граничные частоты и ширину спектра группового сигнала и убедиться в том, что этот сигнал может быть передан по выбранному тракту; возможна также аренда нескольких трактов одного или разных уровней для одновременного обслуживания разных групп каналов, чтобы рациональнее использовать выделяемые полосы частот.

12) На основе анализа найденных производящей и (или) проверочной матриц (полиномов для циклического кода) составить детальные функциональные схемы кодера и декодера корректирующего кода или составить программу кодирования и декодирования для РС.

13) Выбрать и описать способы селекции синхросигналов в приемной части установки.

14) Составить функциональную схему передающей и приемной установок системы.

Таблица 2.5

Варианты заданий курсовой работы по тематике 2В

Номер варианта	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Число каналов	4	12	10	2	50	20	400	4	2	4
Длина кодовой комбинации (слова) на входе канала	8	7	10	4	64	7	8	8	4	64
Суммарная средняя мощность сигнала на входе приемника P, (пВт)	3E-1	4E-4	4E-1	6E-5	2E-1	6E-3	7E-5	4E-1	3E-4	3E-2
Средняя скорость на входе канала, (слова/с)	8000	40	2400	3	200	400	2	8000	3	12
Тип манипуляции	ОФМ	ДАМ	КАМ-16	ЧМ	ТОФМ	ДАМ	КАМ-32	ОФМ	ЧМ	ТОФМ
Способ уплотнения каналов	ВУ	ЧУ	ВУ	ВУ	ЧУ	ЧУ	ВУ	ВУ	ВУ	ЧУ
Степень когерентности системы	Когер	Некогер.	Когер	Некогер.	Некогер.	Когер	Когер	Когер	Некогер.	Когер
Спектральная плотность мощности шума на входе приемника N_0, (пВт/Гц)	2E-7	1E-8	4E-7	1E-6	1E-7	1E-8	1E-9	2E-7	1E-6	2E-6
Тип корректирующего кода	Хэмминга (15,11)	Цикл. (31,26)	Хэмминга (15,11)	Хэмминга (31,26)	Цикл. (31,26)	Цикл. (15,11)	Цикл. (15,11)	Хэмминга (7, 4)	Хэмминга (15,11)	Цикл. (15,11)

Примечания: 1) 1пВт = 1 пиковатт; 2) $6E-5 = 6 \cdot 10^{-5}$; 3) полагать, что циклический код Хемминга имеет кодовое расстояние, равное трем; 4) ДАМ-двукратная (четырёхуровневая) АМ; 5) ТОФМ- трехкратная (восьмипозиционная) ОФМ и т.д.

2В.3. Методические указания

Определяя предполагаемое назначение СПИ, нужно учитывать скорость передачи в одном канале и количество двоичных разрядов в кодовой комбинации. Возможно, кодовая комбинация представляет один отсчет непрерывного процесса. Например, скорость в 2 слова (отсчета) в секунду приемлема для передачи значений направления и скорости ветра при метеорологических наблюдениях, скорости движения конвейера, количества сделок на электронных торгах и т.п.; более высокая скорость в 100 слов в секунду слишком высока для перечисленных примеров, но вполне подходит для случая радиолокационного измерения расстояния до летящей ракеты либо для описания хода быстропротекающей химической реакции.

Количество разрядов в кодовой комбинации k определяет относительную величину модуля максимальной ошибки $u_{\text{ош}} = 0,5^{k+1}$. Например, при $k=16$ имеем $u_{\text{ош}}=0,00076\%$, что явно излишне при передаче данных о направлении и скорости ветра, но более подходит для передачи значений координат движущегося объекта.

Допустимые значения n , k и r для заданного кода определяются в соответствии с формулами (3.8, 3.26, 3.30, 3.31) и Приложением 1 из [7]. Не следует без особой необходимости использовать укороченный код [7, стр. 69]. В конце кодовой комбинации необходимо добавить синхросигнал (один или несколько двоичных символов), причем эта синхрогруппа всегда одна и та же. Если применяется временное уплотнение каналов и из каждого канала передается по одной комбинации с выхода кодера, эта синхрогруппа одновременно будет выполнять роль канального синхросигнала.

Если на k информационных позициях не удастся разместить целое количество слов от источника, придется в конце каждого слова передавать еще одну, другую синхрогруппу (как правило, здесь достаточно одного бита, который всегда принимает одно и то же значение, например единицу).

И, наконец, при временном уплотнении каналов необходимо предусмотреть еще один, дополнительный канал для передачи кадрового (циклового) синхросигнала.

После того, как определены параметры всех синхросигналов, можно найти значение необходимых битовой скорости передачи (бит/с) в одном канале V_1 и суммарной битовой скорости передачи V . При этом, во избежание ошибок, желательно построить временные диаграммы для канального сигнала и для группового сигнала (в системе с ВРК), на

которой указать длительности интервалов, отводимых для передачи сигналов всех видов (информационные и проверочные символы и синхросигналы), и количество бит в каждой группе. Длительность импульсов τ , передаваемых в одном канале в системе с ЧРК или в групповом сигнале в системе с ВРК, определяется по формулам $\tau = m/V_1$ или $\tau = m/V$ соответственно, где m – количество бит, передаваемых в одном импульсе [7, разд. 2.8].

В итоге можно определить отношение сигнал/шум по мощности на входе приемника системы с ВРК $q^2 = P/N_0$. Для системы с ЧРК величину q^2 вычисляют аналогично, но нужно учесть, что мощность P делится между M одновременно принимаемыми сигналами.

Вероятность ошибки при демодуляции принимаемого импульса $p_{и}$ зависит от отношения сигнал/шум q , метода манипуляции и степени когерентности СПИ.

Вероятность ошибки при демодуляции двоичного импульса в приемнике когерентной СПИ равна

$$p_2 = 1 - \Phi z, \quad (2.26)$$

где $\Phi(z)$ – интеграл вероятности;

$z = q$ в случае использования ФМ и $z = q/\sqrt{2}$ для АМ и ЧМ с ортогональными сигналами [7].

Значения $\Phi(z)$ для $|z| < 3$ приведены в большинстве учебников по теории вероятности либо вычисляются во многих прикладных математических пакетах программ (Mathcad, Excel и др.). При $|z| > 3$ можно использовать приближенное выражение

$$p_2 = 1 - \Phi z \approx \frac{1}{2\pi \cdot z} \cdot \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) \quad (2.27)$$

При использовании ОФМ вместо ФМ величина p_2 возрастает приблизительно вдвое.

В двоичной некогерентной СПИ используется АМ или ЧМ с ортогональными сигналами и

$$p_2 = 0,5 \cdot \exp(-q^2/2). \quad (2.28)$$

При использовании M -позиционных методов манипуляции, где $M = 2^k$ [7], вероятность ошибки определяется приближенным соотношением [3]

$$p_2 \approx M - 1 p_2, \quad (2.29)$$

где p_2 – вероятность ошибки при различении двух наиболее близких в геометрическом смысле сигналов.

Если при демодуляции импульса возникла ошибка, то есть демодулятор вместо правильного (действительно переданного) значения M -ичного сигнала выдал какое-то другое из остальных $M-1$ его возможных значений, то при большом отношении сигнал/шум ($q > 3 \dots 4$) очень велика вероятность, что этим другим значением окажется ближайший сосед [7]. Поэтому количество ошибочных бит $k_{\text{ош}}$ из их общего числа k зависит от способа нумерации M возможных значений импульса. Эту нумерацию можно провести так, что мера ближайших соседей будут отличаться не более чем в одном двоичном разряде, то есть $k_{\text{ош}}=1$. Если нумерация сделана по возрастанию номеров либо в произвольном (случайном порядке), то $k_{\text{ош}} \approx k/2$. В итоге битовая вероятность ошибки на выходе демодулятора (на входе декодера) равна

$$p_{\text{ош}} \approx p_M k_{\text{ош}} / k. \quad (2.30)$$

Методика вычисления вероятности ошибочного декодирования (n,k) -комбинации $p_{\text{ош}}$ подробно описана в пособии [7, разд. 3.6]. Битовая вероятность ошибки на выходе декодера $p_{\text{вых}}$ определяется в соответствии с [7, (3.60); 3, пример 24].

Чтобы составить детальные функциональные схемы кодера и декодера корректирующего кода, следует сначала выбрать методы кодирования и декодирования. Кодировать можно с использованием производящей [7, (3.21); 3, пример 20] либо проверочной [7, (3.15)] матриц. Эти же два метода возможны и для декодирования [7, (3.23, 3.24); 7, (3.11, 3.16)]. Из двух вариантов следует выбирать метод, требующий меньших аппаратных затрат, при этом первоначальная оценка может быть сделана путем сравнения числа строк соответствующих матриц (величин k и r). Логические элементы, из которых составляются схемы, и их функции описаны в [7, с. 68; 3, пример 19]. Схему анализатора синдрома в декодере можно не приводить – достаточно описать его функции.

Для циклических кодов схемы кодера и декодера, как правило, составляют на основе производящего полинома [7, рис. 3.3-3.5]. Для кода Рида-Малера низкого порядка, у которого $k \ll r$, вполне возможно, что самым экономным способом окажется декодирование по минимуму расстояния [3, пример 19]. Если схема оказывается громоздкой, поскольку содержит большое количество практически однотипных узлов, можно привести лишь часть из них (обычно первый и последний), а для остальных в пояснительной записке привести алгоритм, описывающий способ их включения.

В системе с ВРК нерационально иметь свой кодер в каждом канале, поэтому обычно применяется общее кодирующее устройство, которое включается после мультиплексора каналов и осуществляет поочередное кодирование всех канальных сигналов. В целях экономии тот же прием можно использовать и в системе с ЧРК с последующим демультимплексированием закодированных кодовых комбинаций.

Полоса частот, требуемая для передачи канального (при ЧРК) или группового (при ВРК) цифровых сигналов определяется длительностью передаваемых радиоимпульсов и выбирается в соответствии с [7, (2.26) и рис. 2.14].

2В.4. Содержание пояснительной записки

Структура пояснительной записки, выполняемой по тематике 2В, должна быть следующей:

- 1.) Титульный лист.
- 2.) Задание и исходные данные.
- 3.) Аннотация.
- 4.) Содержание.
- 5.) Расчет технических параметров проектируемой СПИ и обоснование технических требований к ее элементам.
- 6.) Составление электрической функциональной схемы, описание ее работы.
- 7.) Заключение.
- 8.) Список использованной литературы.
- 9.) Приложение(я).

3. ЗАЩИТА КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Защита курсовых работ производится публично перед комиссией, назначенной заведующим кафедрой, составом из 2 сотрудников. В состав комиссии, как правило, входит руководитель проектирования. Работы и защита принимаются только при наличии зачетной книжки и допуска руководителем.

Комиссия по защите преследует цель выяснить:

- а) умение студента кратко, четко и технически грамотно изложить содержание работы;
- б) умение обосновать с инженерной точки зрения выбранный вариант в защищаемой работе;
- в) степень владения теоретическим материалом по предмету курсового проекта;
- г) правильность выполнения основных расчетов.

На выступление студента по содержанию курсовой работы отводится 3-5 минут. Доклад следует заранее тщательно подготовить.

Защита длится 15-20 минут и включает в себя: выступление студента; вопросы членов комиссии и ответы студента; вопросы присутствующих и ответы студента; выступления членов комиссии; заключительное слово защищаемого; сообщение председателя комиссии об оценке.

Оценка за курсовую работу отражает качество ее выполнения и защиты.

При оценке качества выполнения учитываются:

- а) наличие технико-экономических обоснований выбранного решения в виде сравнительных характеристик с другими (имеющимися или возможными) вариантами;
- б) соответствие параметров разработанной СПИ требованиям технического задания;
- в) качество выполнения расчетной части;
- г) качество оформления (соответствие ГОСТам, ЕСКД);
- д) использование ЭВМ при выполнении расчетов.

Литература

1. Васюков В.Н. Теория электрической связи. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. Серия "Учебники НГТУ".
2. Теория электрической связи: Учебник для ВУЗов/ Под ред. Д.Д. Кловского. -М.: Радио и связь, 1999.
3. Теория передачи сигналов: Учебник для ВУЗов/ А.А. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. -М.: Радио и связь, 1986.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. -М.: Высш. школа, 2003.
5. Кловский Д.Д., Шилкин В.А. Теория электрической связи. Сб. задач и упражнений: Учеб. пособие для ВУЗов.- 2-е изд. перераб. и доп. -М: Сов. радио, 1990.
6. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Прикладные задачи теории вероятностей. -М.: Радио и связь, 1983.
7. Акулиничев Ю.П. Теория электрической связи. ч. I Учеб. пособие. - Томск, ТМЦДО, 2005.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. -2-е изд.: Пер. с англ. -М.: Изд. дом "Вильямс", 2003.
9. Васюков В.Н. Теория электрической связи. Курсовая работа. Задание и методические указания. -Новосибирск: Изд-е НГТУ, 2008.
10. Резван И.И., Чернецкий Г.А., Чиненков Л.А. Теория электрической связи. Методические указания к курсовой работе. -Новосибирск: Изд-е СбГУТИ, 1998.
11. Акулиничев Ю.П. Многоканальная система передачи информации. Руководство к курсовому проекту по дисциплине " Теория электрической связи". -Сургут, Изд-е СГГУ, 2006.
12. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи. -М.: ООО "Новое знание", 2003.
13. Радиотехнические системы передачи информации. Учеб. пособие для ВУЗов/ В.А. Борисов и др. Под ред. В.В. Колмыкова. -М.: Радио и связь, 1990.
14. ГОСТ 21878-76. Случайные процессы и динамические системы. -М.: Изд-во стандартов, 1976.

Приложение 1

ЗНАЧЕНИЯ ФУНКЦИЙ ИНТЕГРАЛА ВЕРОЯТНОСТЕЙ

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \quad \text{и} \quad V(x) = \frac{1}{2} \left(1 - \Phi(x)\right) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$$

x	$w(x)$	$V(x)$	x	$w(x)$	$V(x)$
0,00	0,39894	0,5000	2,50	0,017528	0,006210
0,10	0,39695	0,46017	2,55	0,015449	0,005386
0,20	0,39104	0,42074	2,60	0,013583	0,004661
0,30	0,38139	0,38209	2,65	0,011912	0,004025
0,40	0,36827	0,34458	2,70	0,010421	0,003467
0,50	0,35207	0,30854	2,75	0,009094	0,002980
0,60	0,33322	0,27425	2,80	0,007915	0,002555
0,70	0,31225	0,24196	2,85	0,006873	0,002186
0,80	0,28969	0,21186	2,90	0,005953	0,001866
0,90	0,26609	0,18406	2,95	0,005143	0,001589
1,00	0,24197	0,15866	3,00	0,004432	0,001350
1,10	0,21785	0,13567	3,05	0,003810	0,001144
1,20	0,19419	0,11507	3,10	0,003267	0,000968
1,30	0,17137	0,09680	3,15	0,002794	0,000816
1,40	0,14973	0,08076	3,20	0,002384	0,000687
1,50	0,12952	0,06681	3,25	0,002029	0,000577
1,60	0,11092	0,05480	3,30	0,001723	0,000483
1,70	0,09405	0,04457	3,35	0,001459	0,000404
1,80	0,07895	0,03593	3,40	0,001232	0,000337
1,90	0,06562	0,02872	3,45	0,001038	0,000280
2,00	0,05399	0,02275	3,50	0,000873	0,000233
2,05	0,04879	0,02018	3,55	0,000732	0,000193
2,10	0,04398	0,01786	3,60	0,000612	0,000159
2,15	0,03955	0,01578	3,65	0,000510	0,000131
2,20	0,03547	0,01390	3,70	0,000425	0,000108
2,25	0,03174	0,01222	3,75	0,000353	0,000088
2,30	0,02833	0,01072	3,80	0,000292	0,000072
2,35	0,02522	0,00939	3,85	0,000241	0,000059
2,40	0,02239	0,00820	3,90	0,000199	0,000048
2,45	0,01984	0,00714	3,95	0,000163	0,000039
2,50	0,01753	0,00621	4,00	0,000134	0,000032

ПРИБЛИЖЕННЫЕ СООТНОШЕНИЯ

а) Интеграл вероятностей:

$$\Phi_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt;$$

При $x \geq 3$ $\Phi_0(x) \approx 0,5 - \frac{1}{x} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \cdot \left(1 - \frac{1}{x^2} + \frac{3}{x^4} - \frac{15}{x^6} + \dots\right)$

б) Интегральный синус:

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx = x - \frac{x^3}{3 \cdot 3!} + \frac{x^5}{5 \cdot 5!} - \frac{x^7}{7 \cdot 7!} + \dots;$$

$$Si(x) = \int_0^z \frac{\sin x}{x} dx \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\cos z}{z}, \quad \text{при } z \gg 1$$

в) Модифицированная функция Бесселя $I_0(z)$:

$$I_0(z) = \begin{cases} 1 + \frac{z^2}{4}, & 0 \leq z < 2; \\ \frac{\exp(z)}{2\pi z}, & z \geq 2 \end{cases}$$

Точность - не хуже 5%.

Приложение 3

**ТАБЛИЦА МОДИФИЦИРОВАННЫХ ФУНКЦИЙ БЕССЕЛЯ
НУЛЕВОГО ПОРЯДКА**

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(-x \cdot \cos \varphi) d\varphi$$

x	$I_0(x)$	x	$I_0(x)$	x	$I_0(x)$
0,0	1,0000	3,4	6,785	6,8	140,14
0,1	1,0025	3,5	7,378	6,9	153,70
0,2	1,0100	3,6	8,028	7,0	168,59
0,3	1,0226	3,7	8,739	7,1	185,0
0,4	1,0404	3,8	9,517	7,2	202,9
0,5	1,0635	3,9	10,369	7,3	222,7
0,6	1,0920	4,0	11,302	7,4	244,3
0,7	1,1263	4,1	12,324	7,5	268,2
0,8	1,1665	4,2	13,442	7,6	294,3
0,9	1,2130	4,3	14,668	7,7	323,1
1,0	1,2661	4,4	16,010	7,8	354,7
1,1	1,3262	4,5	17,48	7,9	389,4
1,2	1,3937	4,6	19,09	8,0	427,6
1,3	1,4693	4,7	20,86	8,1	469,5
1,4	1,5534	4,8	22,79	8,2	515,6
1,5	1,6467	4,9	24,91	8,3	566,3
1,6	1,7500	5,0	27,24	8,4	621,9
1,7	1,8640	5,1	29,79	8,5	683,2
1,8	1,990	5,2	32,58	8,6	750,5
1,9	1,128	5,3	35,65	8,7	824,4
2,0	2,280	5,4	39,01	8,8	905,8
2,1	2,446	5,5	42,69	8,9	995,2
2,2	2,629	5,6	46,74	9,0	1093,6
2,3	2,830	5,7	51,17	9,1	1201,7
2,4	3,049	5,8	56,04	9,2	1320,7
2,5	3,290	5,9	61,38	9,3	1451,4
2,6	3,553	6,0	67,23	9,4	1595,3
2,7	3,842	6,1	73,66	9,5	1753
2,8	4,157	6,2	80,72	9,6	1927
2,9	4,503	6,3	88,46	9,7	2119
3,0	4,881	6,4	96,96	9,8	2329
3,1	5,294	6,5	106,29	9,9	2561
3,2	5,747	6,6	116,54	10,0	2816
3,3	6,243	6,7	127,79		

Для $x > 10$ можно пользоваться приближенным равенством

$$I_0 x = 3 \cdot e^x (13,4 + x)$$

Приложение 4

**ХАРАКТЕРИСТИКИ СТАНДАРТНОЙ АППАРАТУРЫ
ЧАСТОТНОГО УПЛОТНЕНИЯ КАНАЛОВ ТЧ С ПОЛОСОЙ 300-
3400 Гц**

Номер ступени	Частоты поднесущих, (кГц)	Полосы сигналов, (кГц)	
		канальных	групповых
1	64; 68; 72;...; 104; 108	60-64; 64-68; 68-72;...; 100-104; 104-108	60-108
2	420; 468; 516; 564; 612	312-360; 360-408; 408-456; 456-504; 504-552	312-552
3	1364; 1612; 1860; 2108; 2356	812-1052; 1060- 1300; 1308-1548; 1556- 1796; 1804-2044	812-2044
4	4152; 5448; 6744; 8040; 9336	2108-3340; 3404- 4636; 4700-5932; 5996- 7228; 7292-8524	2108-8524

Примечания: 1) во всех ступенях применяется амплитудная модуляция с нижней боковой полосой; 2) полосы канальных сигналов в первой ступени по 4 кГц каждая включают в себя защитные интервалы по 0,9 кГц, те же защитные интервалы остаются между пятью группами во второй ступени; 3) дополнительные защитные интервалы вводятся между канальными сигналами в третьей ступени (по 8 кГц) и в четвертой ступени (по 64 кГц).

СОДЕРЖАНИЕ

1. Общие положения.....	3
1.1. Цели, задачи курсовой работы.....	3
1.2. Содержание пояснительной записки.....	3
1.3. Применение ПЭВМ в курсовой работе.....	4
1.4. Указания по оформлению курсовой работы.....	4
2. Тематика курсовой работы.....	7
2А. Основы передачи и приема дискретных сообщений (варианты 1 ... 10).....	7
2Б. Разработка системы связи для передачи непрерывных сообщений дискретными сигналами (варианты 11 ... 20).....	20
2В. Разработка многоканальной системы связи (варианты 21 ... 30)..	40
3. Защита курсовой работы.....	48
Литература.....	49
Приложение 1. Значения функций интеграла вероятностей.....	50
Приложение 2. Приближенные соотношения.....	51
Приложение 3. Таблицы модифицированных функций Бесселя нулевого порядка.....	52
Приложение 4. Характеристики стандартной аппаратуры частотного уплотнения ТЧ с полосой 300-3400 Гц.....	53
Содержание.....	54