

**Львович И.Я., Преображенский А.П., Чопоров О.Н.**

## **ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ НА БАЗЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА**

*Воронежский институт высоких технологий*

*Воронежский государственный технический университет*

### **Введение**

Для того, чтобы обеспечить проектирование современных телекоммуникационных систем необходимо решать задачу, связанную с обеспечением хорошей достоверности передаваемых данных [1, 2]. Среди достаточно эффективных способов решения подобных задач можно отметить использование корректирующих кодов, которые развиваются уже в течение нескольких десятилетий. За счет использования помехоустойчивого кодирования в системах, применяющих цифровую передачу данных [3, 4], можно достигать энергетического выигрыша в кодировании (ЭВК), при этом не так давно успех в каждом децибеле оценивали в миллионы долларов, так как он влияет на уменьшение необходимых мощностей передатчиков, рост скоростей передачи данных, миниатюризацию антенных устройств, увеличение дальности связи, эффективность использования полосы частот и др.

К настоящему времени существуют в теории несколько подходов, в рамках которых обеспечивается работа в окрестности пропускной способности каналов. Среди подобных способов, можно указать, например, турбо и турбоподобные коды. При этом остаются трудности, связанные с тем, что для таких методов еще достаточно большая вычислительная сложность, это определяет трудности практического применения для высокоскоростных телекоммуникационных систем.

Целью данной работы является анализ систем телекоммуникаций с широкополосным доступом в глобальной сети передачи данных.

## 1. Особенности характеристик телекоммуникационных систем

Глобальной сетью передачи данных (ГСПД) именуется сеть передачи информации общего использования с коммутацией пакетов, входящей в состав

В настоящее время главными телекоммуникационными технологиями (ТТ) в ГСПД, использующими способ коммутации пакетов, считаются:

Входящие в Единую сеть электросвязи (ЕСЭ) России и видящей обслуживание согласно передаче информации (как правило, платные) большому числу свободных пользователей, расположенных по большой территории.

- методика X.25, которая базируется на убеждении передачи дейтаграмм (самостоятельных сотрудников) либо определения условных сочетаний и передачи взаимосвязанных сотрудников (пакетов) с проверкой точности передачи кадра с байтовой текстурой в любом узле коммутации;

- методика Frame Relay, которая базируется на убеждении ретрансляции сотрудников согласно назначенным условным каналам;

- контроль точности передачи выполняется только в технике пользователя и при обнаружении погрешности передача повторяется вновь;

- методика асинхронной передачи коротких пакетов (АТМ) с значительной быстротой;

методика ТСП/Р.

ГСПД, реализующая эту либо другую ТТ, как принцип, состоит из большого количества конструкций коммутации, объединенных высокоскоростными (главными) чертами связи, центра управления сетью (ЦУС), каналов доступа (назначенных каналов связи) с техникой передачи информации (АПД).

Уведомления, передаваемые пользователями с помощью индивидуальных ПК, концентраторов, маршрутизаторов, имеют все шансы иметь свободную длину от нескольких байт до многих мегабайт. Наоборот, передаваемые отрезки информации (конструкции, пакеты, кадры, ячейки) посредством ГСПД

имеют, как принцип, переменную длину от 46 до 1500 байт. Любой этап информации снабжается заголовком, в котором указывается: адресная информация, требуемая с целью передачи отрезка информации терминалу получателя, номер отрезка информации, который применяется получателем с целью установки уведомления и другая служебная информация [5].

Отрезки информации транспортируются в сети как самостоятельные информативные единицы, которые от «пользователя – отправителя» зачисляются (переходят) с применением установленных протоколов в ближайший участок коммутации ГСПД, а от него через ГСПД – «пользователя – получателю».

Аппаратура пользователя ГСПД, вырабатывающая сведения с целью передачи по ГСПД, носит наименование окончного оснащения данных (ООД) и, как правило, не включается в структура ГСПД.

Пользователи подключают собственные ООД к близкому узлу коммутации ГСПД с помощью техники передачи информации, что содержит модемы, кодеки, терминальные адаптеры сетей ISDN, назначенные каналы связи [6, 7] (в нашем случае цифровые), обладающие наиболее низкую пропускную способность (ограниченную полосу пропускания), главные каналы связи. АПД включают в состав ГСПД.

В исследуемых сетях применяется замена пакетов, по этой причине сведения является только лишь в цифровом варианте. Предмет изучения нацелен в материальный и двуканальный степени ЭМВОС (согласно технологическим процессам ТСП/IP это степень сетных интерфейсов).

С 1989 года возникло формирование стандартов IEEE 802.11 беспроводных локальных сетей, которые приобрели широчайшее формирование в сетях беспроводного доступа областного масштаба [33].

Отдельно формировалась направление WLL (беспроводный абонентский доступ) – методика для пакетной передачи голоса и информации со скоростью 128 кбит/с.

Стремление объединить широкополосность стандарта IEEE 802.11 и надёжность концепций операторского класса в лицензионных промежутках привело к формированию стандарта IEEE 802.16.

Со временем, благодаря действию международной компании WiMAX-форум, данный стандарт преобразовался в технологию подвижного широкополосного доступа, при этом обслуживаются конечные пользователи.

Реализация ШП концепций передачи в стандарте IEEE 802.16 дала возможность гарантировать значительную скорость передачи информации источника с целью коммерческих сетей связи при низких условиях на их помехоустойчивость.

Реализация концепций передачи с расширенным диапазоном обнаружила использование в первую очередь в военных концепциях связи и управления, где не имеет большого значения значительная скорость передачи информации источника, а главное интерес уделяется значительной помехоустойчивости в различных обстоятельствах помеховой ситуации.

Стандарт IEEE 802.16-2004 [8] предполагает собой рассчитанную на введение в областных беспроводных сетях (Wireless MAN) технологии, относящуюся к беспроводному широкополосному доступу операторского класса.

В последнем – его главное различие от категории стереотипов IEEE 802.11, направленных на работу в безлицензионном спектре [8].

При формировании стандарта IEEE 802.16 были значительно изменены основные основы, положенные в беспроводные концепции телекоммуникаций в предшествующих стадиях. Начальное значение имеет наибольшее использование по спектральному (частотному) ресурсу радиоканалов при разных соотношениях «скорость передачи – помехоустойчивость», а кроме того потребность гарантировать установленный уровень свойства сервиса (QoS) каждому абоненту сети. Но необходимо иметь ввиду следующее:

-при фиксированном частотном ресурсе желание увеличивать скорость передачи требует использования менее помехоустойчивых недвоичных видов

модуляции сигнала (М-ичные сигналы с фазовой модуляцией - QAM) по сравнению с М-ичной частотной модуляцией, но последняя требует более широкой полосы частот;

-для повышения помехоустойчивости передачи и обеспечения

-заданного уровня качества обслуживания (QoS) требуется применять избыточное (корректирующее) кодирование, которое однозначно приводит к расширению полосы рабочих частот.

Очевиден ряд особенностей, определяющих решение задачи повышения помехозащищённости:

➤ наличие механизма автоматического запроса повторной передачи вызвано используемым алгоритмом декодирования канального корректирующего кода, в основе которого лежит быстродействующая процедура обнаружения ошибок в принятой кодовой комбинации [9], который, безусловно, повышает достоверность решения о принятом сообщении на приёмной стороне, но с другой стороны требует затрат энергии на передачу сигнала запроса, организации быстродействующего канала обратной связи с достаточной полосой рабочих частот;

➤ использование декодера канального корректирующего кода в режиме обнаружения и исправления ошибок позволяет значительно уменьшить энергию на передачу сигнала запроса, однако приводит к некоторому снижению достоверности приёма кодовой комбинации, т.к. увеличивается вероятность трансформации принятой кодовой комбинации при реализации процедуры исправления ошибок;

➤ поддержка работы сети с AAS с одной стороны уменьшает общую излучаемую мощность, межканальную интерференцию канальных сигналов, а с другой стороны требует введения избыточного кодирования (помехоустойчивые коды с двукратным повтором) для точного (достоверного) распределения канальных ресурсов по направлениям антенных лучей групп пользователей, что приводит или к увеличению общих энергетических затрат на передачу, или к расширению требуемой полосы частот;

При реализации пространственно-временного кодирования требуется высокая достоверность принятия решения на символьном временном интервале в пользу либо «единичного» либо «нулевого» сигнала, однако при введении избыточного кодирования с целью обеспечения требуемой помехоустойчивости передачи происходит уменьшение символьного временного интервала, уменьшение энергии сигнала и достоверность принятия решения снижается по отношению к не кодируемой передаче.

## 2. Особенности передачи данных в канале

Существующие концепции передачи допускают три вида квадратурной амплитудной модуляции несущей в каждом частотном канале [8]:

- 4-позиционная QPSK;
- 16-позиционная 16-QAM;
- 64-позиционная 64-QAM.

Первых два вида модуляции считаются неотъемлемыми для абсолютно всех приборов, третий вид – опциональный [8, 10]. Кодированные конструкции информации реорганизуются в модуляционные знаки, т.е. 2 бита устанавливают один знак QPSK сигнала, 4 бита - устанавливают один символ 16-QAM, 6 бит - устанавливают один символ 64-QAM сигнала.

Для каждой группы из 2/4/6 бит устанавливают в соответствие синфазной (I) и квадратурной (Q) координат. Применяется преобразование, использующее синусквадратные фильтры, при этом получают постоянные (сглаженные) сигналы. На вход квадратурного модулятора поступают фильтрованные потоки  $I(t)$  и  $Q(t)$ , выходной сигнал имеет вид

$$S(t) = I(t) \cos(2\pi f_2 t) - Q(t) \sin(2\pi f_2 t).$$

В итоге этих операций в зависимости от ширины полосы пропускания канала передачи и метода модуляции идет формирование большого набора скоростей потоков данных (таблица 1).

При использовании двоичных видов модуляции, например, относительной фазовой манипуляции, скорости физического потока данных уменьшаются соответственно в  $\log_2 M$  раз.

Таблица 1 – Скорости физического потока данных

Ширина полосы пропускания, МГц	Скорость символов кода, Мбод	Скорости физического потока данных, Мбит/с		
		QPSK ( $M=4$ )	16-QAM ( $M=16$ )	64-QAM ( $M=64$ )
20	16	32	64	96
25	20	40	80	120
28	22.4	44.8	89.6	134.6

Таким образом, для каждого пакета данных можно задавать место модуляции и схему (платформу) кодирования данных, т.е. выбирать между скоростью и надёжностью (достоверностью, помехоустойчивостью передачи).

### 3. Особенности информационно-статистического анализа при кодировании данных в телекоммуникационных системах

Кодирование данных для физического уровня в общем случае содержит три этапа [8]:

-псевдослучайную последовательность (ПСП), она формируется генератором ПСП, имеющим задающий полином типа:

$$q(x) = x^{15} + x^{14} + 1 \quad (1)$$

-помехоустойчивое кодирование, использующее корректирующие коды с определённой скоростью кода и требуемой исправляющей способностью;

-перемежение кодовых комбинаций на передающей стороне с целью декорреляции ошибок.

В первой платформе шифрование информации подразумевает использование последовательного кода: наружного программный код Рида-Соломона и внутреннего двоичного сверточного кода с жёстким декодированием согласно методу Витерби [8, 11].

Алгоритм кодировки Рида-Соломона создается над полем Галуа  $GF(2^m)=GF(256)$ , т.е.  $m=8$ , то что практически для байтовой текстуры уведомлений. Для базового варианта идет работа с блоками начальных информации с размерами 239 байт, идет формирование из их кодированного источника знаков блочного недвоичного кода, имеющем величину 255 байт. При этом такого рода шифр имеет длину  $Nq=256=255$  байт, количество испытательных знаков  $Rq=256=Nq-Kq=16$  байт и способен исправлять  $T_u = \frac{R_{q=256}}{2} = 8$  ошибочно принятых байтов или провести обнаружение  $Rq=256-1=15$  повреждённых за счет помех или стёртых за счет внутреннего кода байт. Поскольку реальным образом идет применение блоков данных (информационных ячеек) с меньшей длиной  $K < Kq=256=239$  байт, то перед ними идет добавление  $(239-K)$  нулевых байт.

После кодирования (на выходе кодера) эти нулевые байты удаляют. Если требуется провести сокращение числа проверочных символов  $Rq$ , чтобы произошло уменьшение числа исправляемых байтов  $T_u$ , то применяются лишь  $2T_u$  первых в проверочных байтах.

Таблица 2 – Обязательные схемы кодирования/модуляции в режиме OFDM

Модуляция ( $M$ основание)	Блок данных до кодирован ия, байт	Параметры кода Рида- Соломона $(Nq, Kq, Tu)$	Скорость кодирова ния сверточн ого кода	Суммарная скорость кодировани я	Блок данных После кодировани я, байт
BPSK, $M=2$	12	(12,12,0)	1/2	1/2	24
QPSK, $M=4$	24	(32,24,4)	2/3	1/2	48
QPSK, $M=4$	36	(40,36,2)	5/6	3/4	48



16-QAM, $M=16$	48	(64,48,8)	2/3	1/2	96
16-QAM, $M=16$	72	(80,72,4)	5/6	3/4	96
64-QAM, $M=64$	96	(108,96,6)	3/4	2/3	144
64-QAM, $M=64$	108	(120,108,6)	5/6	3/4	144

Очевиден вопрос – какие характеристики кодов Рида-Соломона, из показанных в таблице 2, гарантируют максимальную помехоустойчивость.

Чтобы дать ответ на данный вопрос проанализируем схему взаимодействия декодирующих приборов в платформе последовательного кодирования (рис. 1).



Рисунок 1 – Структурная схема взаимодействия декодирующих устройств

На рисунке отмечены:

-  $P_q$  – возможность ошибочного приёма недвоичного знака с выхода свёрточного декодера;

-  $P_E$  – возможность ошибочного декодирования недвоичного знака декодером Рида-Соломона;

-  $P_b$  – возможность ошибочного приёма бита уведомления.

Под помехоустойчивостью кода Рида-Соломона будем понимать значение вероятности  $P_q = f\left(h_0^2, \frac{P_{\pi}}{P_c}\right)$ , при которой обеспечивается заданное значение вероятности  $P_E = f(P_q, N_q, T_u) = const.$

Тогда, согласно критерию предпочтения, можно записать выражение:

$$\max_{N_q, T_u} P_q n p u P_E = f(P_q, N_q, T_u) = const \quad (2)$$

которое позволяет ответить на поставленный вопрос. Известно, что вероятность  $P_E$  связана с вероятностью  $P_q$  выражением:

$$P_E = \frac{1}{N_q} \sum_{i=T_u+1}^{N_q} i C_{N_q}^i P_q^i (1 - P_q)^{N_q-i}, \quad (3)$$

где  $T_u = \log_2$ , а вероятность ошибочного приема бита сообщения  $P_b = \frac{1}{2} P_E$ .

Зная параметры кодов Рида-Соломона  $N_q, T_u$  (таблица 1), можно определить зависимость  $P_E = f(P_q, N_q, T_u)$  для любого кода.

В таблице 2 представлены численные оценки вероятностей  $P_q$  и  $P_E$  для рассматриваемых кодов.

Таблица 2 – Численные оценки вероятностей  $P_q$  при  $P_E=const$

Код РС и его параметры ( $N_q, K_q, T_u$ )	$P_E = 10^{-2}$ ( $P_b = 5 * 10^{-3}$ )	$P_E = 10^{-4}$ ( $P_b = 5 * 10^{-5}$ )	$P_E = 10^{-7}$ ( $P_b = 5 * 10^{-8}$ )
(32,24,4)	0.067	0.021	0.005
(40,36,2)	0.03	0.005	0.0007
(64,48,8)	0.08	0.038	0.015
(80,72,4)	0.033	0.01	0.0023
(108,96,6)	0.04	0.015	0.005
(120,108,6)	0.034	0.014	0.0043

Анализ таблицы 2 показывает, что наибольшая помехоустойчивость относится к коду Рида-Соломона, имеющего параметры (64, 48, 8), так как именно он, из всех представленных в таблице 1, позволяет обеспечить заданные значения  $P_E=const$  при наибольших значениях вероятности  $P_q$ .

Длина пакета двоичных ошибок, исправляемых кодом (48, 8), составляет  $t\Pi = T_u \log_2 2256 = 64$  символа.

Далее идёт код Рида-Соломона ( $q=256$ ) с параметрами (6), у которого  $t\Pi = T_u \log_2 2256 = 48$  двоичных символов.

Так как вероятность  $P_q$  зависит от вида модуляции сигнала (в нашем случае это недвоичная ( $M=16$ ) квадратурная амплитудная модуляция 16- QAM) и параметров свёрточного кода, то по известным аналитическим выражениям можно установить необходимые две зависимости:

$$1) P_q(h_b^2) = \sum_{i=t_u+1}^{n_0} C_{n_0}^i P_0^i(h_0^2) [1 - P_0(h_0^2)]^{n_0-i}; \quad (4)$$

$$2) P_0(h_b^2) = \frac{2 \left(1 - M^{-\frac{1}{2}}\right)}{\log_2 \sqrt{M}} Q \left[ \sqrt{\frac{3 \log_2 \sqrt{M}}{M-1}} \right] 2h_b^2 \quad (5)$$

где  $n_0$  – «окно» свёрточного декодирования, равное  $(2.5)K$  и зависящее от «просвета» кода (свободного кодового расстояния  $df$ );

$K$  – длина кодового ограничения, равная числу разрядов регистра сдвига свёрточного кодера;

$t_u$  – число ошибок, гарантированно исправляемых кодом, равное

$$t_u = \left\lfloor \frac{d_f - 1}{2} \right\rfloor;$$

$M$  – основание модуляции сигнала;

$h_b^2$  – отношение сигнал/шум на бит;

$$Q[x] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du - \text{гауссовый интервал ошибок.}$$

Для свёрточного кода со скоростью  $2/3$  и  $K=8$  значение  $df=7$ , окно декодирования  $n_0=20$ ,  $t_u=3$ . Эти значения позволяют определить зависимость

$$P_q(h_b^2) = f(P_0).$$

Для квадратурной амплитудной модуляции 16-QAM значение  $M=16$ , поэтому можно определить зависимость  $P_0 = f(h_0^2)$ , где  $h_0^2$  – абсолютное отношение сигнал/шум на входе демодулятора,  $h_0^2 = h_b^2 \log_2 M$ .

Численные оценки  $h_0^2, P_0$  и  $P_q$  для вероятностей  $P_E = 10^{-4}$  и  $10^{-7}$  представлены в таблице 3.

Таблица 3 – Численные оценки вероятностей  $P_q, P_0$  и  $h_0^2 = h_b^2 \log_2 M$

$P_E$	$P_q$	$P_0$	$h_0^2$	$h_b^2$
$10^{-4}$ ( $P_b = 5 * 10^{-5}$ )	0.038	0.055	2.63	10.52
$10^{-7}$ ( $P_b = 5 * 10^{-8}$ )	0.015	0.043	3.1	12.4

Анализ таблицы показывает:

- каскадное кодирование (код Рида-Соломона с основанием  $q=256$  совместно с двоичным свёрточным кодом) позволяют работать при небольших отношениях  $h_0^2$  на входе демодулятора ( $10 \leq h_0^2 < 13$ ), обеспечивая вероятность ошибочного приёма бита сообщения  $P_b \leq 5 * 10^{-5}$ ;
- допустимая вероятность ошибочного приёма двоичного символа на входе декодера  $0.043 \leq P_0 \leq 0.055$ ;
- длина пакета ошибок, теоретически исправляемых таким кодом, равна  $T_{II} = T_u n_0 = 160$  двоичных символов.

Это, в целом, положительная сторона платформы кодирования, учитывая, что для её реализации не требуется расширение полосы рабочих частот, так как скорость данных:

$$R_k = R_u \frac{N_q}{K_q} \frac{3}{2} \frac{1}{\log_2 M} = 0.5 R_u, \quad (6)$$

т.е. в 2 раза менее начальной скорости передачи информации  $R_{и}$ .  
Результат рассмотрения и проблематичные задачи:

- в настоящих каналах передачи информации значимости вероятности  $P_0 > 0.06$  (в специализированных концепциях задаётся возможность  $P_0 = 0.1$ ), и даже наилучшая концепция последовательного кодирования – недвоичный шифр ( $q=256$ ) Рида-Соломона (16,48,8) и двоичный свёрточный шифр с быстротой  $2/3$  и декодированием согласно методу Витерби – в этих обстоятельствах не гарантирует установленную возможность ;

- повышение избыточности недвоичного кода Рида-Соломона с целью увеличения его исправляющих качеств приводит к мощному усложнению кодирующего аппарата и, это главное, невозможности практически осуществить в настоящем масштабе периода процесс декодирования, так как популярные методы декодирования Берлекэмп-Месси и Рида-Соломона нацелены на окончательное количество локаторов погрешностей и окончательное количество исправляемых двоичных погрешностей в недвоичных символах (непосредственно по этой причине многочисленные стандарты информационного обмена кодирование Рида-Соломона не используют [8]);

повышение длины внутреннего двоичного кода с целью повышения его исправляющих качеств приводит к двойственным итогам:

а) с одной стороны, увеличивается помехозащищённость передачи, так как возрастает количество исправляемых погрешностей, стимулированных намеренными преградами;

б) с другой стороны, снижается сила одного символа двоичного кода на передачу, и стремительно возрастает возможность неверного приёма двоичного знака на выходе демодулятора;

в) существенно расширяется необходимая полоса рабочих частот.

Для предоставления вероятности при целесообразно применять новейшие недвоичные коды ( $q=256$ ), приобретенные преобразованиями двоичных последовательностей Рида-Маллера в протяженности  $n=2m$ , где  $m=8$ . Подобные

коды обладают  $Dq \min = Nq$ ,  $K = \log_2 q$ , т.е. владеют наивысшей корректирующей возможностью и дают возможность передавать уведомления байтовой структуры, их декодирование осуществляется согласно принципу наибольшего правдоподобия в настоящем масштабе времени.

Двоичные свёрточные коды со скоростью  $2/3$  и жёстким декодированием согласно методу Витерби, которые применяются в качестве внутреннего кода, целесообразно сменить на бинарные композиционные итеративные коды со скоростью  $1/2$ , но допускающие нежное декодирование.

Для реализации композиционной кодировки информации применять только лишь двоичную узкополосную модуляцию – относительную фазовую манипуляцию, либо частотную манипуляцию без разрыва фазы.

Таким образом, осуществление отмеченных услуг затребует определенного расширения занимаемой полосы рабочих частот, но это уже технически возможно, так как в концепциях телекоммуникаций с широкополосным допуском существует необходимый частотный источник [8].

#### **4. Особенности повышения помехозащищённости систем телекоммуникаций с широкополосным доступом**

Известно [12], что передача данных в системах телекоммуникаций может осуществляться даже при условии  $PI \gg PC$ , если отношение сигнал/шум  $h_0^2$  обеспечивает требуемые дальность радиосвязи и вероятность ошибки в приёме бита сообщения при гауссовском шуме на входе приёмника. Однако в этом случае требуемая полоса пропускания  $\Delta F$  канала передачи данных должна значительно (в тысячу раз и более) превышать ширину спектра исходного сообщения (производительность источника данных). В общем случае потенциальная помехоустойчивость кодированных систем телекоммуникаций определяется выражением [12]:

$$PI = \frac{\Delta F k \log_2 M}{R_u h_0^2 n} \text{ при } P_b = f(h_0^2, n, k, M) = const; T_{II} = const, (7)$$

где  $\Delta F$  – является полосой пропускания канала, связанного с передачей данных;

$R_u$  – является производительностью источника;

$k$  – является числом информационных символов, описывающих кодовую комбинацию, с длиной  $n$ ;

$M$  – является основанием модуляции сигнала;

$P_b$  – является вероятностью ошибки для приёма бита сообщения;

$T_{II}$  – является временем передачи данных.

Из выражения (7) видно, что теоретически увеличить помехозащищённость систем телекоммуникаций можно за счёт:

-расширения полосы пропускания  $\Delta F$  в пределах выделенного частотного диапазона для широкополосного доступа;

-снижения производительности источника  $R_u$ ;

-уменьшения требуемого отношения  $h_0^2$ , что возможно при использовании мягкого декодирования принимаемых двоичных сигналов ( $M=2$ ), обеспечивающего выполнение условия  $P_b = f(h_0^2) = const$  при воздействии флуктуационного шума;

-увеличения скорости корректирующего кода  $k/n$ ;

-увеличения основания модуляции (кодирования) сигнала  $M$ .

На практике возникают ограничения на указанные возможности и противоречивые требования по их применению:

-расширение полосы  $\Delta F$  ограничено значением несущей частоты и резонансными свойствами частотно-избирательных систем, которые определяют мощность излучения и коэффициент усиления принимаемого сигнала радиоприёмником (в широкой полосе трудно обеспечить требуемые мощность излучения и коэффициент усиления сигнала);

-производительность источника  $R_u$  чаще всего задана, и уменьшать её не рекомендуется;

-уменьшение отношения  $h_0^2$  имеет свои пределы, ниже которых опускаться невозможно (уменьшается дальность радиосвязи, увеличивается вероятность  $P_b$ );

- условия к предпочтению характеристик кода  $k$  и  $n$  двойственны – повышение скорости кода  $k/n$  содействует увеличению помехоустойчивости, однако при этом снижается корректирующая способность кода и увеличивается вероятность  $P_b$ ;

- повышение частоты модуляции сигнала  $M$  с одной стороны увеличивает помехоустойчивость концепции передачи информации, а с другой стороны требует существенного расширения занимаемой полосы частот (для сигналов с частотной модуляцией) либо существенного повышения отношения  $h_0^2$  (для сигналов с фазовой модуляцией) для обеспечения  $P_b = const$ .

Будем отталкиваться из того, что участок пропускания  $\Delta F = const$ , т.е. установлена стандартом широкополосного допуска, и эффективность ключа  $R_u = const$ .

Тогда увеличение помехозащищённости станет устанавливаться взаимодействием и взаимовлиянием трёх характеристик – отношением  $h_0^2$ , параметрами исправляющих кодов ( $n, k, q$ ) и причиной модуляции сигнала  $M$ .

Известны 2 принципиально имеющие отличия способа демодуляции (декодирования):

➤ жёсткое декодирование сигнала - входными сведениями для декодера считаются двоичные или недвоичные знаки кодовой композиции;

➤ мягкое декодирование двоичных ( $M=2$ ) сигналов - входными сведениями для декодера считаются отсчёты степеней усиления.

Качество жёсткого декодирования сигнала обуславливается возможностью ошибочного приёма символа кода  $P_q = f\left(h_0^2 \frac{P_c}{P_n}, M\right)$  что при повышении  $h_0^2$  уменьшается, а при  $h_0^2 \rightarrow 0$  вероятность  $P_q \rightarrow 1$  (вероятность  $P_b \rightarrow 0.5$ ).



В телекоммуникациях с ШПД применяется жесткое декодирование сигналов, есть квадратурная амплитудная модуляция ( $M=16$ ,  $M=64$ ), а также задают  $h_0^2 \geq 10$ , который будет на входе приемника.

При характеристике внешних помех  $RП > PC$  идет рост вероятности  $P_q$ , и необходимы кодовые способы. Проблема усугубляется еще более при влиянии наружных препятствий, повышающих погрешности. Качество соответствующего декодирования бинарных сигналов обуславливается или возможностью погрешности в приёме бита уведомления  $P_b$ , или возможностью ошибочного приёма кодовой композиции  $P_{ош}$ , которые зависят от отношений сигнал/шум  $h_0^2$  и  $P_c / P_n$ .

Известно [12, 13], то что при повышении  $20 \text{ dB}$  и сокращении  $RП/PC < 1$  возможность  $P_b$  удаётся ускорить к теоретическому лимиту К.Шеннона, при этом затрачивается только удвоенная полоса рабочих частот.

Понятно, что в обстоятельствах влияния на доступ приёмников гауссовского шума использование мягкого декодирования сигналов характеризуется неоспоримым превосходством перед использованием жёсткого.

Поскольку ни осуществление мягкого, ни жёсткого декодирования (демодуляции) принимаемых кодированных сигналов не дает решение проблемы гарантированного предоставления установленной помехозащищённости концепции телекоммуникаций с ШПД, то использование исправляющего кодирования информации с результативными способами их декодирования считается единственным методом постановления такого рода проблемы.

Известны результативные не двоичные коды Рида-Соломона, скорость которых  $k/n > 0.5$ , которые готовы корректировать пакеты погрешностей.

Однако методы декодирования – Рида-Соломона, Берлекэмп-Месси характеризуются пороговыми свойствами согласно корректировке погрешностей, которые связаны с наименьшим кодовым расстоянием  $d_{\min}$  [14].

Недвоичные коды Рида-Соломона работают и когда  $P_q \geq 0.5$ , но корректировать ошибки трудно.

Не всегда можно обеспечить требуемую вероятность, сравнивать с возможностями пороговых методов декодирования [12].

## **Выводы**

1. Определены структурное построение и функциональные особенности систем телекоммуникаций с широкополосным доступом в глобальной сети передачи данных.

При этом установлено отличие между системами передачи данных с широкополосным доступом и расширенным спектром передаваемого сигнала.

2. Анализ режимов организации работы сетей телекоммуникаций с ШПД, работающих в пределах прямой радиовидимости, выявил ряд противоречий:

а) организация механизма автоматического запроса повторной передачи с одной стороны повышает достоверность принятия решения, а с другой стороны – требует дополнительных затрат энергии на передачу сигнала запроса и достаточно широкой полосы частот для быстродействующего канала обратной связи;

б) использование декодера канального корректирующего кода в режиме обнаружения и исправления ошибок позволяет уменьшить энергию сигнала на передачу запроса, но приводит к снижению достоверности приёма данных (растёт вероятность трансформации переданного сообщения);

в) поддержка работы сети с адаптивными антенными системами с одной стороны позволяет уменьшить общую излучаемую мощность сигнала, а с другой стороны требует введения избыточного кодирования для точного распределения канальных ресурсов по направлениям антенных лучей групп пользователей, что приводит или к увеличению общих энергетических затрат, или к расширению требуемой полосы частот (аналогичное противоречие возникает при реализации пространственно-временного кодирования передаваемого сигнала).

3. Существенной функциональной особенностью MAC-уровня является процедура подтверждения приёма пакетов данных и их повторной отправки по быстродействующему каналу обратной связи.

Для обеспечения достоверного приёма данных в обратном канале связи создаётся 24-х кратная избыточность (в прямом канале – 2-х кратная).

Поэтому актуальной задачей является повышение вероятности правильного декодирования переданных пакетов данных, что позволит уменьшить общую энергию сигнала на передачу или полосу рабочих частот.

Литература:

1. Милошенко О.В. Методы оценки характеристик распространения радиоволн в системах подвижной радиосвязи // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2012. № 9. С. 60-62.

2. Баранов А.В. Проблемы функционирования mesh-сетей // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2012. № 9. С. 49-50.

3. Русанов П.И., Юрочкин А.Г. Особенности построения сетей wi-fi // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2018. № 1 (24). С. 85-89.

4. Стрендин А.А. Построение сетей wimax в различных частотных диапазонах // Международный студенческий научный вестник. 2018. № 3-3. С. 417-421.

5. Кульнева Е.Ю., Гащенко И.А. О характеристиках, влияющих на моделирование радиотехнических устройств // Современные наукоемкие технологии. 2014. № 5-2. С. 50.

6. Мишин Я.А. О системах автоматизированного проектирования в беспроводных сетях // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2013. № 10. С. 153-156.

7. Головинов С.О., Хромых А.А. Проблемы управления системами мобильной связи // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2012. № 9. С. 13-14.

8. Вишнеvский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G - М.: Техносфера, 2009 г. - 472 с.

9. Комаристый Д.П., Жулябин Д.Ю., Цепковская Т.А. Сравнительный анализ модуляции ofdm // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2017. № 2 (21). С. 113-116.

10. Казаков Е.Н. Разработка и программная реализации алгоритма оценки уровня сигнала в сети wi-fi // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2016. № 1 (12). С. 13.

11. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи- М.: Экотрендд, 2005 г. - 392 с.

12. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. - М: Горячая линия-Телеком, 2014. - 242 с.

13. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. - М.: РадиоСофт, 2008 г. - 512 с.

14. Берлекэмп Э. Алгебраическая теория кодирования /Пер. с англ. - М.: Мир, 1971 г.

## **СОДЕРЖАНИЕ**

Введение

1. Особенности характеристик телекоммуникационных систем
2. Особенности передачи данных в канале
3. Особенности информационно-статистического анализа при кодировании данных в телекоммуникационных системах
4. Особенности повышения помехозащищённости систем телекоммуникаций с широкополосным доступом

Выводы