

## ЦИФРОВАЯ МЕТЕОРНАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ

### Введение

В предыдущей статье [1] рассмотрена существующая в НУЦ РТ метеорная система передачи информации (МСПИ). Дальнейшей задачей является совершенствование системы, придание ей современного духа и новых функций.

В качестве одного из примера «идеалов», к которому можно стремиться, возьмём подобную систему [2]. В указанной статье описана полученная система пакетного радиобмена, со всеми особенностями, присущими компьютерным сетям.

### МСПИ

Структурная схема МСПИ приведена на рис. 1.

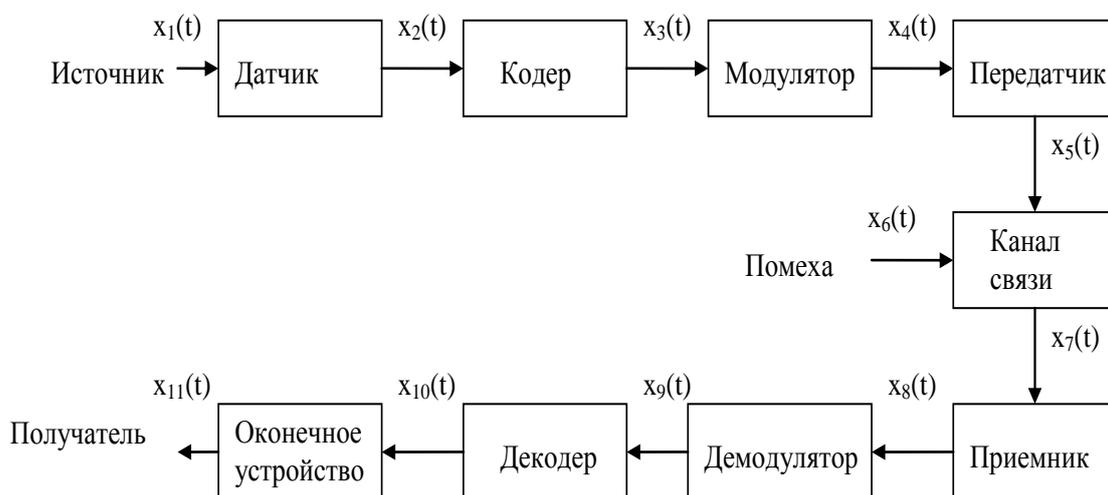


Рис. 1. Структурная схема МСПИ

Структурная схема не содержит ничего нового, данная статья посвящена только анализу МСПИ в том виде, как она создана в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ) на кафедре ОРТ и описана в литературе [3]. Краткие характеристики системы [3]:

- |                                |                              |
|--------------------------------|------------------------------|
| – мощность передатчика         | 0,3 кВт;                     |
| – рабочая частота              | 40,6 МГц;                    |
| – вид модуляции                | прямая частотная телеграфия; |
| – девиация частоты             | 100 – 150 Гц;                |
| – помехоустойчивое кодирование | отсутствует.                 |

### Обновленная ЦСПИ

Структурная схема ЦСПИ, рассматриваемая в работе, приведена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема исследуемой цифровой системы передачи информации

Согласно структурной схеме выходной сигнал блока «источник информации» представляет собой поток битов. Формирователь преобразует битовый поток в последовательность символов. Число битов на один символ может задаваться исследователем, в работе использовались значения 2, 4, 8 или 16 *bit* на символ. Необходимо отметить, что некоторые методы модуляций могут работать не с любым значением бит на символ [3 – 5]. Этап кодирования (и, соответственно, декодирования) является существенным и необходимым, но его рассмотрение выходит за рамки этой статьи. Информационным (модулирующим) сигналом является последовательность прямоугольных импульсов. Амплитуда импульсов может быть разной, в зависимости от количества бит в символе. При непосредственном использовании сигналов прямоугольной формы для модуляции возрастает уровень межсимвольных искажений (МСИ) и возникают проблемы с правильным выбором момента принятия решения в квантователе. Поэтому предварительным этапом, перед модуляцией, производится обработка информационного сигнала с помощью оконной функции. Выбор оконной функции для данной задачи рассматривается в работах [3, 5]. На рис. 1 эта операция обозначена как формирование импульса. В приемной части системы в качестве обратной операции производится оптимальная фильтрация сигнала по известной форме импульсной характеристики фильтра [3, 5]. Частота несущего колебания для всех методов модуляции фиксирована. В работе в качестве модели канала использовалась линейная модель без переотражений (только прямой канал) в условиях действия аддитивного Гауссова белого шума (АБГШ). После демодуляции и декодирования расположена точка мягкого решения [3–5]. После этой точки квантователь формирует из демодулированного и декодированного сигнала последовательность символов, эту точку называют точкой жесткого решения [3–5]. Разность сигналов между входом и выходом квантователя считаем шумом квантователя, если он сработал без ошибок.

При рассмотрении системы считается, что в точке приема частота и начальная фаза несущего колебания известна с нулевой погрешностью, а также что символьная синхронизация осуществляется идеально.

Этапы модуляции и демодуляции рассмотрены в [6], а формирование импульса и оптимальная фильтрация – в [7]. Частота несущего колебания для всех методов модуляции фиксирована. В работе в качестве модели канала использовалась линейная модель с аддитивным Гауссовым белым шумом (АБГШ) при наличии только одного пути. Влияние переотражений и методы смягчения эффекта от них рассмотрены в статье [8]. После демодуляции и декодирования квантователь формирует из демодулированного и декодированного сигнала последовательность символов [3 – 5]. Разность сигналов между входом и выходом квантователя считаем шумом квантователя, если он сработал без ошибок.

Рассматривается идеальная система, не требующая синхронизации частоты и начальной фазы несущего колебания, а также посимвольной и покадровой синхронизации.

*Алгоритм моделирования системы ЦСПИ для получения зависимости BER и дисперсии шума квантователя от соотношения сигнал/шум:*

- передаче в ходе имитационного эксперимента подлжит текстовая строка;
- строка преобразуется в последовательность бит;

– последовательность бит форматируется в соответствии с выбранной длиной алфавита  $M, \{2,4,6,8\}$

– с помощью заданной оконной функции формируется сигнал длительностью  $T$  секунд, соответствующий каждому символу. Использовались оконные функции прямоугольной формы, Хэмминга и корень из приподнятого косинуса [3];

– выполняется помехоустойчивое кодирование по выбранному методу;

– применяется модуляция;

– добавляется АГБШ с заданной дисперсией шума;

– применяется демодуляция;

– осуществляется оптимальная фильтрация. Импульсная характеристика считается заданной и определяется по пункту "формирование";

– выполняется квантование;

– выполняется декодирование;

– определяется принятая текстовая строка, дисперсия шума квантователя и число битовых ошибок.

При выполнении алгоритма для набора значений дисперсии шума получаем требуемые зависимости. Такой подход позволяет гибко менять множество параметров системы ЦСПИ.

### Модуляция

*Разновидности амплитудной манипуляции.*

В связи с тем, что ЦСПИ планируется использовать в условиях метеорного канала, в котором АЧХ существенно нестабилен, эти виды модуляции не являются лучшим выбором. Рассматриваются здесь как наиболее простые, описанные в литературе [3 – 5], т. е. как стартовый.

Для получения модулированного сигнала  $s(t)$  в случае БАМ информационный сигнал  $s_m(t)$  умножается на несущее колебание. Для классической АМ модуляцию можно осуществить так же, но на входе необходимо сформировать сумму  $(1 + M_{AM} \cdot s_m(t))$ . Демодуляция происходит немного сложнее. После умножения принятого сигнала  $s(t)$  на опорное колебание необходимо, используя ФНЧ, избавиться от второй гармоники. Для БАМ этого достаточно. Если используется классическая АМ, для правильной работы квантователя необходимо удалить постоянную составляющую. В случае синхронности и синфазности по несущему колебанию результат прекрасный. В противном случае, выходной сигнал будет зависеть от разности фаз несущих колебаний в модуляторе и демодуляторе соответственно.

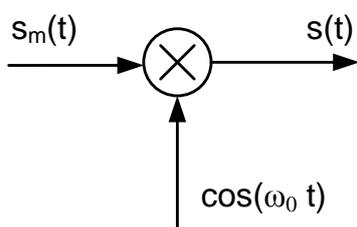


Рис. 3. Модулятор АМ

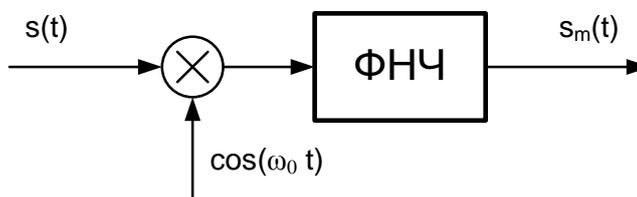


Рис. 4. Демодулятор АМ

Если использовать схемы с двумя квадратурными каналами, то влияние неизвестной начальной фазы можно полностью исключить. БАМ используют, если канал действительно линейный с не слишком большим затуханием. Для метеорного канала данный метод модуляции неприемлем.

### Угловая модуляция.

Как известно [3, 5], когерентный прием позволяет несколько улучшить характеристики системы в целом, но требует знания фазы, что приводит к существенному усложнению системы. Поэтому постараемся использовать некогерентный прием и квадратурные каналы. Когерентный прием сложен и в данной работе не рассматривается. Некогерентный прием на базе схемы с квадратурными каналами приводит к тому, что к демодулированному сигналу добавляется линейная составляющая пропорциональная частотной расстройке плюс случайная начальная фаза. При этом начинает проявляться второй эффект, который заключается в периодичности арктангенса, что из-за неоднозначности может привести к аномальным ошибкам.

Особенность работы цифровой системы заключается в том, что информационный сигнал кусочно-линейный и может принимать только одно из заданного числа значений. Это упрощает прием и позволяет эффективно использовать в дальнейшем декодирование. Для угловых методов модуляции амплитуда колебания должна быть постоянна, что облегчает работу АРУ в условиях изменения амплитуды принимаемого сигнала. При использовании частотных методов модуляции даже при прямоугольном окне формирующего фильтра не происходит скачков значения сигнала, если фазу формировать методом интегрирования значений частоты. При использовании фазовых методов скачки значений сигнала можно получить, чего следует тщательно избегать [3, 5].

### Частотная манипуляция.

В цифровой реализации разновидности угловой модуляции заиграли по-новому [3, 6]. Схемы модуляторов для ЧМ и ФМ почти одинаковы и приведены на рис 4(ФМ) и 6 (ЧМ). В схемах демодуляторов, см. рис. 5 и 7, как и при АМ, частота и фаза опорного сигнала считается точно известной. Но даже если это и не так, при использовании квадратурного канала на выходе будем иметь правильную частоту или фазу [8] и плюс две фазовых добавки – из-за несинхронности и из-за несинфазности.

ЧМ сигналы имеют большое распространение из-за простоты исполнения и нечувствительности к неизвестной начальной фазе. В ходе моделирования для ЧМ использовались все значения длины алфавита  $M$  – от 2 до 16. Увеличение  $M$  повышает скорость кодирования, но и приводит к расширению спектра. В этом смысле наиболее экономным является минимальная частотная модуляция (МЧМ).

Для ЧМ [5], после взятия производной от выходного сигнала, см. рис. 5 (ФМ), частотное рассогласование повлияет лишь на постоянную составляющую демодулированного сигнала. Она может быть устранена в ходе работы квантователя. От нежелательной периодичности арктангенса можно избавиться, аппаратно реализовав производную от него, см. рис. 8. Деление в этой схеме на квадрат амплитудной огибающей приводит к устранению влияния паразитной амплитудной модуляции [5]. К недостаткам данного метода модуляции следует отнести расширение полосы частот при увеличении длины алфавита.

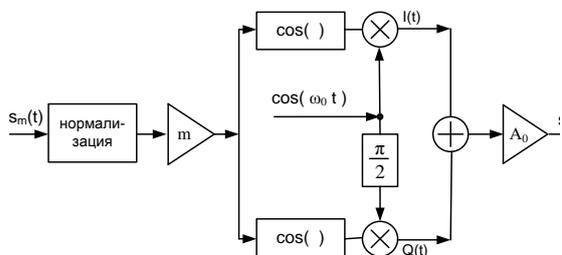


Рис. 5. Модулятор ФМ

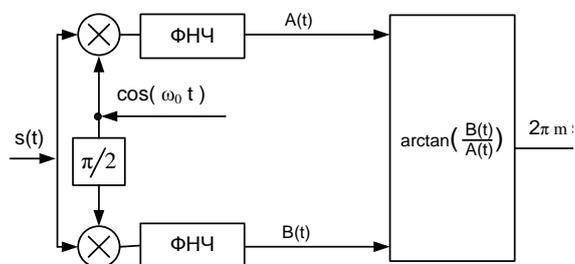


Рис. 6. Демодулятор ФМ

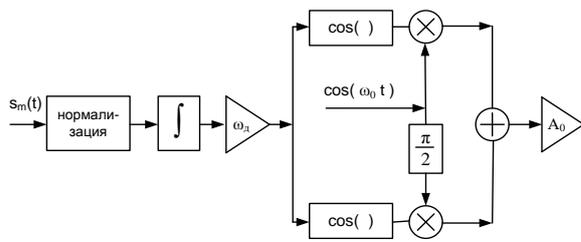


Рис. 7. Модулятор ЧМ

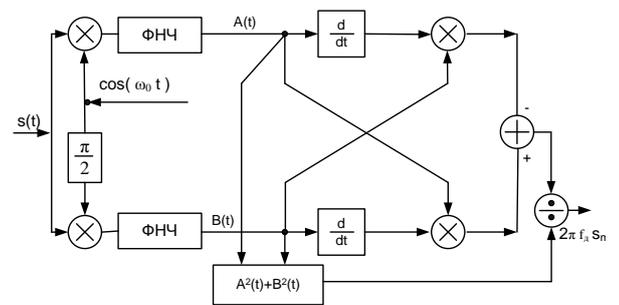


Рис. 8. Демодулятор ЧМ

*Фазовая манипуляция.*

Как видно из структурных схем всех угловых методов модуляции, см. рис. 5 – 10, все они основаны на универсальном квадратурном модуляторе. Отличия между ними обусловлены спецификой конкретного вида модуляции. Для ФМ схемы получаются наиболее общими. К недостаткам относят большое влияние несинхронности и несинфазности, из-за которого иногда прием ФМ осуществляется по схеме ЧМ – преобразование в ФМ. К несомненным достоинствам относят меньшее расширение спектра, чем в ЧМ [5, 6].

*Квадратурная манипуляция.*

Особенностью КАМ является возможность уменьшить при передаче символьную скорость в 2 раза за счет ортогональной передачи двух каналов в одной полосе (на рис. 9 и 10 –  $I(t)$  и  $Q(t)$ ) [3, 5]. При хорошем соотношении сигнал/помеха метод особенно выгоден, включает достоинства и недостатки ФМ [3, 5].

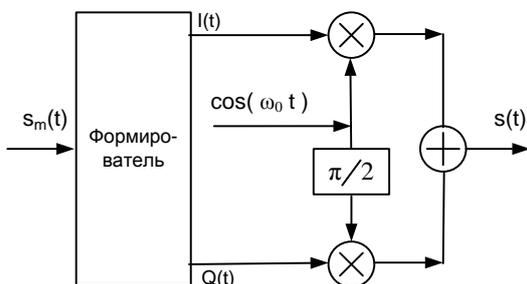


Рис. 9. Модулятор КАМ

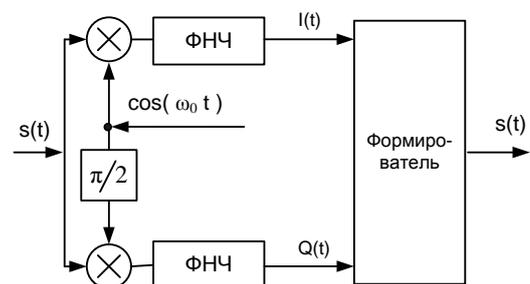


Рис. 10. Демодулятор КАМ

Результатом работы является подробное описание алгоритмов модуляции и демодуляции с целью их дальнейшего использования для реализации в ПЛИС. Особенностью такой реализации будет невозможность или затруднительность использования стандартных функций, например,  $\arctan(x)$ , но позволит использовать несколько вычислительных ядер.

Было проведено моделирование части системы, изображенной на рис. 2, обладающей высокой сложностью и большим количеством параметров. Результаты моделирования приведены на рис. 11. Данные зависимости получены в предположении о линейности канала передачи, постоянства его коэффициента передачи и неизменности его во времени, что ни в коем случае не соответствует действительности, но зато позволяет выбрать метод модуляции. Модель помехи, использованная в канале, – АБГШ. Результаты демонстрируют хорошее соответствие с классическими работами [5]. Лучшие характеристики показывает ФМ. Для примера приведен график, показывающий преимущества модуляции с непрерывной

фазой. К сожалению, за рамками работы остались существенные ограничения системы – ограниченность передаваемой средней мощности и полосы пропускания.

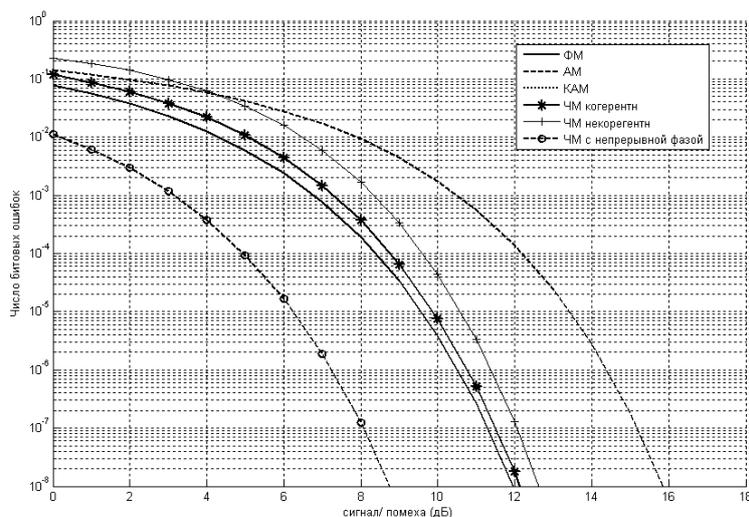


Рис. 11. Зависимости BER для разных методов модуляций. Везде  $M = 4$

## Кодирование

### Используемые методы кодирования.

Авторы [9] считают "наиболее перспективными с точки зрения практического использования, максимального приближения к пропускной способности Шеннона в различных каналах и простоты реализации ... каскадные коды с внутренним сверточным кодом с декодированием по алгоритму Витерби и внешним кодом Рида – Соломона, сверточные и блочные турбокоды и низкоплотные коды".

**Бит четности.** Данный кодер выполняет сумму бит сигнала по модулю 2. При декодировании выполняется аналогичная операция и проверяется совпадение или отличие принятого и рассчитанного в точке приема бита четности. Позволяет обнаруживать (не исправлять) только одиночные ошибки. Используется как часть блочного кода либо в очень коротких кодах ( $k = 5 \dots 8$ ). Не может быть использован для алфавитов с длиной  $M$  не равной 2. Рассматриваются здесь как наиболее простой, не требующий существенных программных или аппаратных затрат, т. е., как стартовый [5, 10].

**Код Хэмминга** известен с 1950 года. Данный код относится к блочным линейным кодам и может быть двоичным и недвоичным. Линейный код обозначается как  $(n, k, d_{\min}) = (2^m - 1, 2^m - 1 - m, d_{\min})$ , где  $n$  – длина кода,  $k$  – число информационных символов,  $m$  – целое положительное число и  $d_{\min}$  – минимальное расстояние кода. Код задается порождающей матрицей  $\mathbf{G}$  или порождающим полиномом  $g(p)$ .

Для невысоких значений  $n$  при операциях с кодом обычно используют порождающую матрицу. Тогда процедура кодирования сводится к вычислению  $\mathbf{v} = \mathbf{u} \cdot \mathbf{G}$ , где  $\mathbf{u}$  – информация на входе кодера,  $k$  бит,  $\mathbf{v}$  – информация на выходе кодера,  $n$  бит,  $\mathbf{G}$  – порождающая матрица размером  $n \times k$ . Для декодирования используют проверочную матрицу  $\mathbf{H}$ , определяемую из соотношения  $\mathbf{G} \times \mathbf{H}^T = \mathbf{0}$ .

Процедура декодирования содержит такие этапы:

- пусть принятая комбинация  $\mathbf{r}$  содержит ошибку:  $\mathbf{r} = \mathbf{v} + \mathbf{e}$ , где  $\mathbf{e}$  – вектор ошибки;
- определяется синдром  $\mathbf{s} = \mathbf{r} \times \mathbf{H}$ ;
- если синдром не равен нулю, то произошла ошибка при передаче. По синдрому определяется вектор ошибки  $\mathbf{e}$ . Для кода Хэмминга в система-

тическом виде позиция единичного бита равна номеру бита, в котором произошла ошибка. Но в общем случае поиск вектора ошибки по синдрому – непростая задача; г) если исправляющей мощности кода достаточно, то переданная комбинация  $\mathbf{u}$  может быть исправлена:  $\mathbf{u} = \mathbf{r} + \mathbf{e}$ . [5, 10]

*Код Голея.*

Совершенный двоичный код (23, 12, 7) с  $t = 3$ . Поскольку он относится к линейным и двоичным, процедура кодирования и декодирования аналогична коду Хэмминга. Образующий полином  $g(p) = p^{11} + p^{10} + p^6 + p^5 + p^4 + p^2 + 1$ . Считается, что для кодирования и декодирования удобнее пользоваться матрицами, а вектор ошибки определять по синдрому с помощью заранее заготовленной таблицы [4, 5, 10]. Если к коду Голея добавить проверку на четность, то получится расширенный код Голея. Он является самодуальным, т.е. для него проверочная и порождающая матрицы равны.

*Код Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ)* – это двоичный код, задаваемый корнями порождающего многочлена. Так как данный код относится к циклическим, для имеющегося образующего полинома  $g(p)$  кодированный полином  $\mathbf{v}(p)$  получают из информационного полинома  $\mathbf{u}(p)$ :  $\mathbf{v}(p) = \mathbf{u}(p) \cdot g(p)$ . Декодирование БЧХ кода можно производить как для циклического кода, к которому он и относится. Но для кодов большой длины есть существенно более эффективные алгоритмы [4, 5, 10]: алгоритм Берлекампа – Мессис (БМА), алгоритм Эвклида (ЕА), прямое решение (алгоритм Питерсона).

Процедура декодирования содержит такие этапы [4, 5, 10]: а) вычислить синдром; б) определить полином локаторов ошибок (ЕА, БМА); в) определить позиции ошибок (поиск Ченя); г) определить значения ошибок (алгоритм Форни); сложить с принятым кодом.

В книге [5] приводится оценка вероятности ошибки данного кода при передаче двоичных сигналов в канале с АБГШ, полученные методом Монте – Карло. Для расширенных БЧХ длиной 16 в зависимости от  $d_{\min} = 2..4..6..8..16$  для  $BER = 10^{-6}$  требуемое  $E/N_0$  равно: -1 2.3 3.6 5.5 8.5 дБ.

*Код Рида-Соломона (РС)* – недвоичный, полиномиальный, является подмножеством БЧХ. Хорошо подходит для совместного использования со сложными схемами модуляции (ОФМ-4, ОФМ-16, КАМ-4, КАМ-16, КАМ-64). Кодирование можно производить кодером, осуществляющим деление на порождающий полином. Остаток от деления – результат кодирования. Или с помощью подстановки в информационный полином примитивного элемента поля Галуа. В этом случае можно не использовать порождающий полином.

Декодирование проводится аналогично БЧХ. Сравнительно недавно для декодирования появился и используется алгоритм Мадху Судана [10]. Поскольку код недвоичный, он позволяет исправлять не бит, а символ целиком. В случае большой величины  $d_{\min}$  возможно восстановление стертых символов. Фактически данный код, наряду с БЧХ, является стандартным во многих областях передачи и хранения цифровой информации.

Для оценки помехоустойчивости кода  $(n, k, d)$  над полем  $GF(q)$  можно использовать оценку сверху вероятности ошибки на бит  $P_b$  [5]:

$$P_b \leq \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \sum_{i=t_d+1}^n \frac{i+t_d}{n} \binom{n}{i} P_s' (1 - P_s)^{n-1},$$

где вероятность ошибки на символ на входе декодера  $P_s = 1 - (1 - p)^m$  и  $p$  – вероятность ошибки на символ на входе декодера.

*Сверточные коды.* Особенность сверточных кодов заключается в том, что в них последовательность символов не разделяется на информационные и проверочные, которые распо-

лагаются в потоке информационных. Поскольку добавляются проверочные символы, скорость кода, как обычно, меньше единицы. Сверточный кодер является автоматом с памятью, имеющий один вход и не менее двух выходов. Сверточный код описывается структурой кодера в восьмиричном виде, таблицей, диаграммой состояний или порождающими полиномами. Развернутая во времени диаграмма состояний кодера образует решетчатую диаграмму. Структуры могут содержать обратные связи.

Декодирование сверточного кода может быть последовательного поиска, метода максимального правдоподобия (или логарифма максимального правдоподобия) и алгоритм Витерби. Последний достаточно популярен в реализации в схеме с мягким выходом, т.е. когда квантование происходит после декодирования. Причина этого еще и в том, что, по сравнению с жестким выходом преимущество составляет приблизительно 2 дБ. Сверточные коды плохо справляются с блоками ошибок, что является их недостатком [4, 5, 10].

*Комбинации кодов* в настоящее время бурно развивающаяся область.

К простейшим комбинациям можно отнести код с двойной проверкой на четность. Строится логическая таблица, в которой проверка на четность осуществляется как по строкам, так и по столбцам.

Для борьбы с группами ошибок простые коды успешно используются совместно с блоковым или сверточным перемежителем (interleaver), который переставляет рядом стоящие биты на большие расстояния.

Наиболее популярной комбинацией является внешний код Рида – Соломона с жестким декодированием и внутренний сверточный код с мягким решением. Результат, близкий к границе Шеннона, демонстрирует идея использования обобщенных каскадных кодов и турбо-кодов [9, 10].

*Моделирование подсистемы кодирования ЦСПИ.* Для получения характеристик использовался эксперимент по следующей схеме.

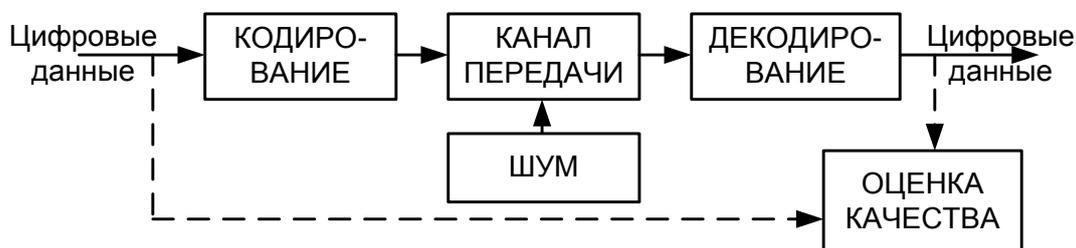


Рис.12. Структурная схема компьютерного моделирования методов кодирования

Были промоделированы методы кодирования: ОФМ2 без кодирования, код Голея (23, 12, 7), код БЧХ (16, 6, 7) и (32, 17, 8), код Рида – Соломона ( $N = 31, t = 2..4$ ), сверточный код ( $g_0 = 33, g_1 = 31, M = 8$ ), Рида – Соломона + сверточный код.

Было проведено моделирование части системы, изображенной на рис. 2, обладающей высокой сложностью и большим количеством параметров. Результаты моделирования приведены на рис. 13. При выполнении моделирования использовались идеи алгоритмов и частично программы, приведенные в [4, 10]. Модель использованного канала – линейный канал с постоянным затуханием без переотражений. Модель помехи, использованная в канале, – АБГШ. Результаты демонстрируют хорошее соответствие классическим работам [5]. Ожидаемый результат – сложные коды демонстрируют качество, приближающееся к пределу Шеннона. Свои характеристики подтверждают коды РС и БЧХ.

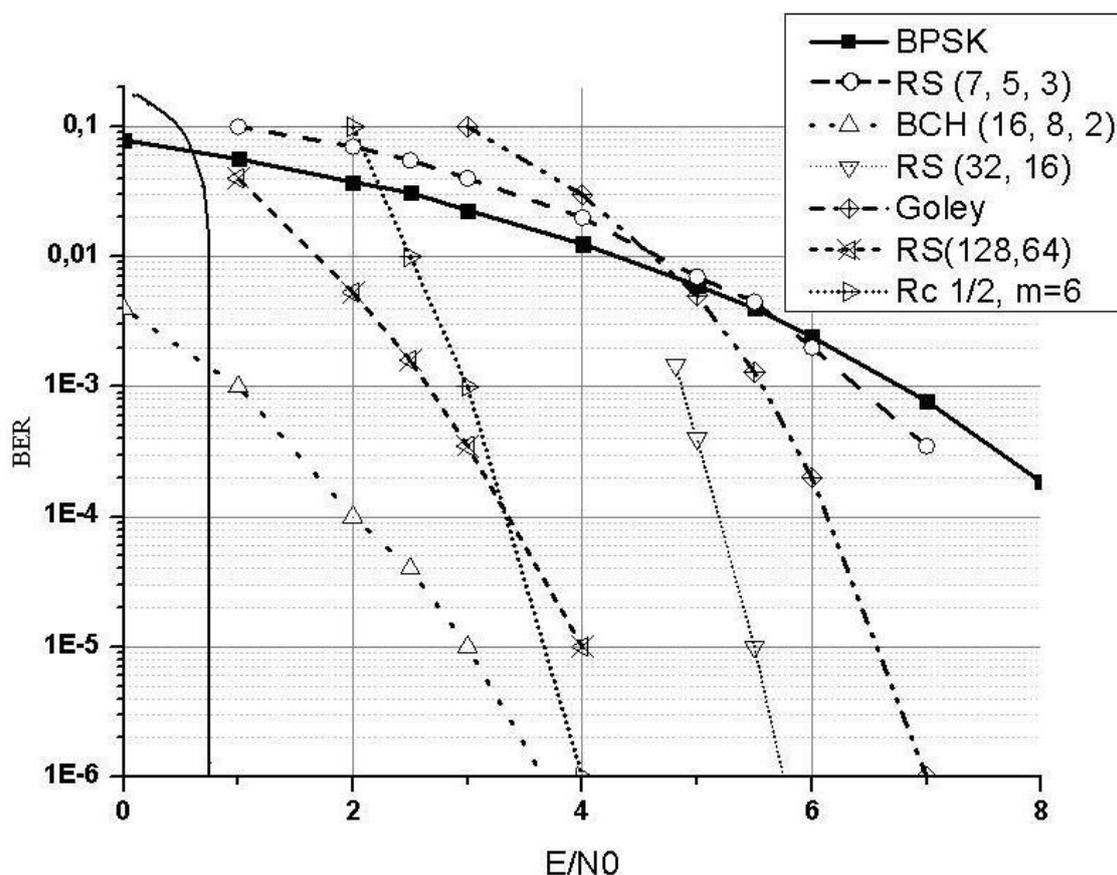


Рис. 13. Зависимости BER для разных методов кодирования

### Адаптация

Структурная схема части ЦСПИ, рассматриваемая в работе, имеет вид, представленный на рис. 14 [3, 4]:

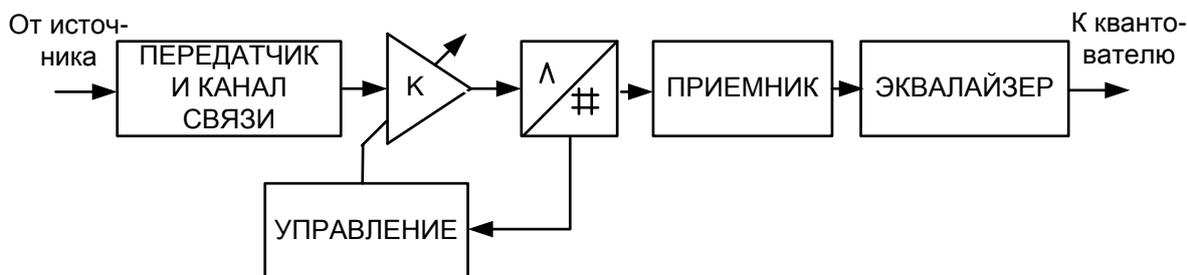


Рис.14. Структурная схема исследуемой цифровой системы передачи информации

В статье рассматривается работа приемной части ЦСПИ. Из рассмотрения исключены входные цепи приемника и аналоговый преобразователь частоты. Сигнал на входе усилителя относится к промежуточной частоте и подвергается дискретизации. Все операции по демодуляции и декодированию скрыты от рассмотрения в блок "приемник". Для борьбы с многолучевостью в канале применяется линейный эквалайзер.

### Особенности метеорного канала передачи

Известно, что метеорный след рассеивает передаваемый сигнал большим числом ионов и электронов, из которых состоит [1]. Они переизлучают сигнал независимо. Для ненасыщенного следа считается, что волна проникает в след насквозь. Важно то, что сигнал в точке приема интегрально связан с отражением каждой заряженной частицы, причем с учетом частоты и фазы. Такой канал можно представить как многолучевый с большим числом лучей. Амплитуда сигнала на выходе такого канала обладает типичными участками – гладкого

быстрого роста и осцилляций на фоне затухания. Параметры (время нарастания, темп затухания период осцилляций) отличается большим разнообразием.

#### *Автоматическая регулировка усиления*

Перед АЦП используется усилитель с автоматической регулировкой усиления (АРУ) [3]. В данной цифровой системе цель АРУ – максимально использовать динамический диапазон АЦП (т.е., "растянуть" сигнал по амплитуде почти до предела АЦП) в условиях переменного коэффициента передачи канала. Цель элемента управления, см. рис.14, – установить параметр  $K$  (коэффициент усиления) так, чтобы

$$K^2 \cdot \overline{(r^2(t))} \Big|_{t=kT} \approx \overline{s^2(iT)} = \overline{s^2[iT]},$$

где  $r(t)$  – сигнал на входе усилителя,  $s[iT]$  – сигнал на выходе АЦП,  $\bar{x}$  – среднее, вычисленное за  $N$  отсчетов. Процедура адаптации может быть разной [3], например,

$$K_{i+1} = K_i - \mu \cdot \left\{ \overline{(s[iT] - S)^2 \cdot s^2[iT]} / a \right\},$$

где  $\mu$  – параметр, играющий ключевую роль.

#### *Остаточная ошибка и ее снижение с помощью эквалайзера*

Если отсутствуют шумы и многолучевости или канал линейный и неискажающий, то импульсную характеристику канала (см., например, [3]), можно рассматривать как  $h(t) = K_0 \cdot \delta(t - \Delta)$ , где  $K_0$  – затухание в канале и  $\Delta$  – время распространения сигнала в канале, скорее всего, неизвестное.

Если же имеются несколько ( $N$ ) путей распространения сигнала, то в рамках линейной модели канала импульсная характеристика примет вид

$$h(t) = K_1 \cdot \delta(t - \Delta_1) + K_2 \cdot \delta(t - \Delta_2) + \dots + K_N \cdot \delta(t - \Delta_N)$$

Для цифрового сигнала  $y[kT]$  на входе приемника, с учетом шума, получим

$$y[kT] = K_0 \cdot u[kT] + K_1 \cdot u[(k-1)T] + \dots + K_N \cdot u[(k-N)T] + \eta[kT],$$

где  $u[kT]$  – входной сигнал,  $\eta[kT]$  – шум.

Цель разработки эквалайзера – создать такой цифровой фильтр для сигнала  $y[kT]$ , чтобы на выходе фильтра была только одна компонента. При использовании дополнительной дискретизации  $T_s = T/L$  можно работать с шагом, меньшим длительности символа  $T$ . Это позволяет добиться лучшего качества, но потребует меньшего шага. При этом можно рассмотреть разные подходы [3]:

а) линейный эквалайзер, основанный на методе наименьших квадратов с обучением.

Для работы данного варианта эквалайзера необходимо знать переданный сигнал в точке приема. Другими словами, в работе приемника необходимо предусмотреть периодическую настройку по обучающему сигналу. Если это так, то для решения задачи составляется матричное уравнение для определения ошибки на выходе эквалайзера, неизвестными параметрами которого являются коэффициенты КИХ фильтра (эквалайзера) и величины задержек  $\Delta_j$ . Для пробного значения величины искомой задержки в данном методе задача решается методом наименьших квадратов. Недостатком метода является то, что задачу необходимо решать многократно для разных пробных значений задержек  $\Delta_j$ .

Если усложнить составленное для решения матричное уравнение, подставив в матрицу все возможные задержки, то по минимуму значения ошибки можно выбрать величину задержки автоматически. Это удобно, но приводит к увеличению размерности решаемой задачи и к усложнению;

б) линейный эквалайзер, использующий адаптацию.

Матрица для определения ошибки строится аналогично предыдущему методу, но обращать матрицу не нужно, необходимо, используя метод максимально быстрого спуска, оценивать конечную разность. В результате получим многошаговый алгоритм;

в) решение – ориентированный линейный эквалайзер.

При данном подходе не требуется тестовый (обучающий) сигнал. Это позволяет существенно улучшить характеристики системы в целом. Метод основан на определении разности между сигналами на входе и выходе решающего устройства. Это разность и считается ошибкой. С этим значением ошибки используется предыдущий метод;

г) линейный эквалайзер, по алгоритму Годарда.

В методе минимизируется дисперсия ошибки, определяемая как в предыдущем методе.

Метод, как правило, дает сходящийся ответ из худшего начального условия, чем первые два метода, но не так надежен, как они. Для конкретной задержки, (средне)квадратичная поверхность функции ошибок, убывающая вдоль градиента из алгоритма с обучением, унимодальна. Таким образом, независимо от того, где поиск инициализируется, он находит желаемый единственный минимум, связанный с нужной задержкой. Характеристическая функция дисперсий является мультимодальной.

Результатом работы является, во-первых, моделирование АРУ с простым цифровым управлением. Операция усреднения может быть эффективно реализована. Выбором параметра  $\mu$  можно регулировать скорость адаптации или степень сглаживания. Для ЦСПИ и метеорного канала  $\mu = 0.002 \dots 0.05$ . Для снижения остаточной ошибки использован линейный эквалайзер, работающий с передискретизированным сигналом. Число возможных каналов эквалайзера в этом случае определяется параметром дискретизации  $L$  и длительностью метеорного следа (единицы, реже десятки секунд). Рассмотренные методы построения эквалайзера позволяют получить разумный компромисс между скоростью обработки и достигаемой погрешностью.

## Выводы

В анализируемой системе информацию в неимпульсном аналоговом виде передавать, по-видимому, нет смысла из-за прерывистой природы канала. В качестве простых методов модуляции нельзя использовать амплитудную из-за отсутствия постоянства амплитуды коэффициента передачи канала. Но можно использовать частотную или фазовую.

Зная возможности (ресурсы) канала, можно увеличить скорость передачи информации, контролируя при этом качество переданной информации.

При передаче информации по телефону (протоколы V32 и более новые, см. [9]) эффективная длительность импульсов (битов) очень короткая при эффективной полосе частот канала, но аппаратура обеспечивает полный дуплекс со скоростью 28800 бит/с при  $\Delta f = 3100$  Гц. Правда, для увеличения скорости аппаратура контролирует как модуляцию, так и качество канала, что существенно усложняет систему.

В современных технологиях мобильных телекоммуникаций, например IEEE 802.11x, абонентские станции могут регулировать мощность передатчика, вид и параметры модуляции, но станции работают в предположении о неизвестном канале передачи, чаще всего с глубокими замираниями и в условии большого количества различных помех [9].

Поэтому, для увеличения помехоустойчивости системы схема должна быть дополнена устройством кодирования/декодирования данных.

Во многих случаях спектр модулированного сигнала улучшается (с точки зрения работы канала и системы в целом), если передается симметричное во времени число нулей и единиц. Чтобы обеспечить такой режим, требуется обоснованно выбранный кодер, называемый отбеливателем, а к нему в пару – декодер, выполняющий обратную процедуру при приеме сигнала.

В специфических условиях метеорного канала в рассмотренной литературе [1, 2, 5] из методов модуляции рекомендуют к использованию ОФМ и не рекомендуют ЧМ и КАМ

с большим числом точек в созвездии. Для ЧМ – причина в дополнительном расширении спектра частот модулированного сигнала. Для метеорного канала, относительно аппаратуры описанной в [1], возможности расширения полосы частот есть, но они не так уж велики. Из методов кодирования можно использовать комбинацию РС и сверточного кодирования с чередованием. Использование турбокодирования приведет к усложнению декодера и увеличению времени обработки, но и качество при этом существенно возрастает. Использование АРУ и эквалайзера позволит повысить качество в условиях метеорного канала.

**Список литературы:** 1. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли* / Под ред. Б.Л.Кашеева, Е.Г.Прошкина, М.Ф.Лагутина. – Раздел № 7 : Радиометеорный канал передачи информации. – Харьков : Харьк.ун-т радиоэлектроники ; Бизнес Информ, 2002. – 426 с. 2. *Mahmud Haled, Mukumoto Kaiji, Fukuda Akira. Development of MBC system using software modem* // IECSE Trans. Commun. – 2000. – Vol E83-B, No. 6 June. 3. *Johnson, Jr. C. R. Software Receiver Design. Build Your Own Digital Communications. System in Five Easy Steps.* / Johnson, Jr. C. R., Sethares W. A., Klein A. G. – Cambridge : Cambridge University Press, 2011. – 465 p. 4. *Proakis John G. Contemporary Communication Systems using Matlab* / John G. Proakis, Masoud Salehi. – Boston : PWS Publ.Comp, 1997. – 427 p. 5. *Прокис Дж. Цифровая связь/ Дж Прокис.* – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с. 6. *Воргуль А.В. Исследование цифровых методов модуляции для метеорных систем передачи информации* / А.В. Воргуль, Ю.Х. Сулейман // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2013. – 2/9 (62). – С.24-28. 7. *Сулейман Ю., Воргуль А. Модернизация метеорной системы передачи информации : "Актуальні задачі сучасних технологій"* : зб. тез доповідей міжн.наук.-техн. конф. 19–20 грудн. 2012р. – Тернопіль : Видавництво ТНТУ ім. Івана Пулюя, 2012. 8. *Воргуль А.В. Адаптация цифровой системы передачи информации к метеорному каналу* / А.В. Воргуль, Ю.Х. Сулейман // Вісник НТУ «ХП». 2013. – №1 (977). С 42-45. 9. *Вишневецкий В., Портной С.Шахнович И. Энциклопедия Wimax. Путь к 4G.* – М. : Техносфера, 2009. – 472 с. 10. *Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение.* – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 11.03.2013*