

# Сигнально-кодовые конструкции для бесконфликтных сетей<sup>1</sup>

Зяблов В. В., Потапов В. Г.

*Институт проблем передачи информации, Российская академия наук, Москва, Россия*

Поступила в редколлегию 11.01.2017

**Аннотация**—В работе рассматривается возможность построения бесконфликтных синхронных широкополосных беспроводных как сотовых, так и децентрализованных сетей нового поколения, абоненты которых могут вести передачу информации в одном частотном диапазоне одновременно и при этом не возникает конфликтов (коллизий при доступе к среде). Идея построения подобного рода сетей базируется на сочетании теории множественного доступа с кодовым разделением групп абонентов и метода ширококвещательной передачи информации. Под термином “широковещательная передача” будем понимать передачу абонентом сети информации группе абонентов в его зоне радиовидимости посредством внесения заголовка сообщения в единое кодовое слово.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** множественный доступ, ширококвещательное сообщение, сигнально-кодовая конструкция, бесконфликтные сети, беспроводные сети.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Впервые описание асинхронного метода множественного доступа к среде передачи информации было предложено А.Кохеном в работе [1], который использует сверточное кодирование с декодированием по алгоритму Витерби. В работе получены характеристики помехоустойчивости при условии, что источником шума являются другие абоненты сети. Первый теоретический анализ характеристик ширококвещательного канала передачи был сделан в работе Т. Ковера [2], в которой доказано преимущество передачи единого сообщения группе абонентов от одного отправителя в сравнении с последовательной передачей индивидуальных сообщений. Впоследствии в работе Бергмана [3] доказана теорема кодирования, которая показывает возможность передачи информации с бесконечно малой вероятностью ошибки для скоростей передачи, не превышающих пропускную способность канала. Р. Галлагер в работе [6] определил пропускную способность класса деградирующих ширококвещательных каналов без памяти и двух приемников, а также дополнил теорему кодирования доказательством того факта, что при скоростях передачи, превышающих пропускную способность канала, нельзя получить малую вероятность ошибки.

## 2. ПРОСТРАНСТВЕННОЕ РАЗНЕСЕНИЕ И ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА

В современных системах сотовой связи, несмотря на то, что информация о местоположении абонентов сети относительно зон обслуживания базовых станций сети имеется, однако для передачи информации используется лишь с учетом секторального расположения абонентов и обеспечивает качество обслуживания в среднем. Это приводит к неэкономному расходу как излучаемой, так и к потребляемой базовыми станциями мощностям при передаче информации абонентам сети. С другой стороны, как средняя спектральная эффективность сети

<sup>1</sup> Работа выполнена в ИППИ РАН за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-50-00150).

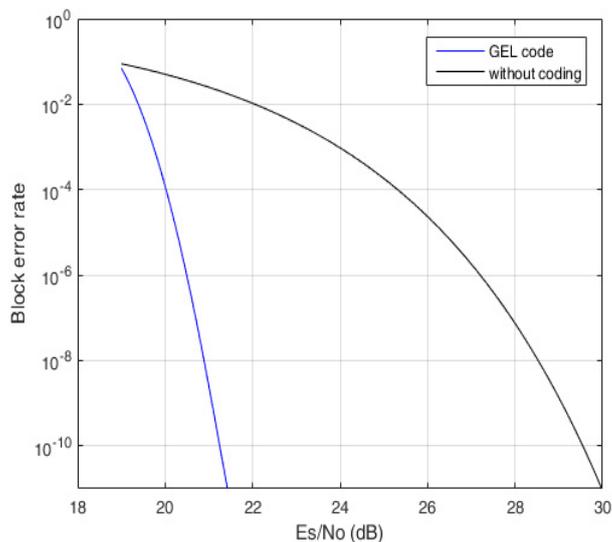
мобильной связи (измеряемая в бит/с/Гц/сота), так и спектральная эффективность соты (измеряемая в бит/с/Гц/абонент) сетей мобильной связи следующего поколения в сравнении с существующими (LTE) должны быть улучшены на 2 порядка для реализации требования к необходимой пропускной способности при условии дефицита частотного ресурса. Энергетическая эффективность, измеряемая в количестве переданных бит на джоуль, также должна быть существенно улучшена при сохранении качества услуг связи (QoS). Эти взаимно противоречащие требования могут быть удовлетворены лишь при повышении индекса модуляции (например, 64КАМ и более) с одновременным использованием более длинных высокоскоростных кодовых конструкций, обеспечивающих энергетический выигрыш порядка 10 дБ с вероятностью ошибки порядка  $10^{-8}$  и дальнейшим усовершенствованием смарт-антенн с возможностью формирования множества индивидуальных лучей диаграммы направленности антенны для обслуживания групп абонентов. Можно показать, что для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) эти требования может удовлетворить применение обобщенных кодов с локализацией ошибок (ОЛО) [16–21] в сочетании с широкополосной передачей. Кодовое слово *нормального*  $q$ -ичного ОЛО-кода есть матрица  $\mathbf{C}$  размера  $n_A \times n_B$  над полем  $GF(q)$ , где  $n_A$  – длина кодового слова внутреннего кода,  $n_B$  – длина кодового слова внешнего кода. Обозначим через  $\mathbf{H}$  – проверочную невырожденную матрицу размерности  $n_A \times n_A$  над полем  $GF(q)$  системы вложенных кодов  $\{C_j^A\}$ . Любые первые  $r_A$  строк, матрицы размерности  $r_A \times n_A$  проверочная матрица МДР кода длины  $n_A$  с  $k_A = n_A - r_A$  информационными символами. Пронумеруем внутренние коды следующим образом: пусть  $j$ -ый внутренний код – это код, у которого  $r_A = 2j$ . Обозначим через:  $k_j^A$  – количество информационных символов;  $r_j^A$  – количество проверочных символов;  $d_j^A$  – кодовое расстояние  $j$ -го внутреннего кода. Тогда,  $j$ -ый внутренний код способен исправить не более чем  $j$  ошибок.

Назовем  $\mathbf{S} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{C}$  – матрицей синдромов внутренних кодов (см. Рис. 1).

Рис. 1. Матрица синдромов внутренних кодов ОЛО-кода.

Объединим строки матрицы  $\mathbf{S}$  попарно и назовем пары – *слоями*, тогда элементами слоя являются символы над полем  $GF(Q) = GF(q^2)$ . Таким образом, *слои* – вектор-строки  $\mathbf{s}_j$  из  $n_B$  элементов на поле  $GF(Q)$ ,  $j = \overline{1, L}$ . Порядком ОЛО-кода, назовем количество слоев в матрице  $\mathbf{S}$  и для *нормального* ОЛО-кода  $L = n_A/2$ . Внешние коды *нормального* ОЛО-кода  $C_j^B$  являются кодами над полем  $GF(Q)$  длины  $n_B$  с кодовым расстоянием  $d_j^B$  и скоростью кода  $R_j^B = 1 - r_j^B/n_B$ , где  $r_j^B$  – количество проверочных, а  $k_j^B = n_B - r_j^B$  – количество информационных символов  $j$ -го внешнего кода. Для удовлетворения современным требованиям к качеству обслуживания зафиксируем вероятность ошибки на блок на уровне  $10^{-8}$ . Тогда, воспользовавшись алгоритмом из [16], для модуляции 64КАМ и отношения сигнал к шуму  $E_s/N_o = 21$  дБ построим нормальный ОЛО-код минимальной избыточности с параметрами:  $n_A = 4$  и  $n_B = 50$ . Получим в качестве внутренних кодов укороченный код Рида-Соломона (RS) над полем  $GF(64)$  с параметрами  $n_A = 4$  и  $k_A = 2$  тогда как внешние коды являются укороченными RS-кодами над полем  $GF(4096)$ , причем первый внешний код  $C_1^B$  с параметрами (50,10,41), а второй –  $C_2^B$  с параметрами (50,38,13). Скорость построенного (4,50) ОЛО-кода при длине  $n = 1200$  бит равна  $R = 0.48$ , а для отношения сигнал к шуму в точке  $E_s/N_o = 21dB$  вероят-

ность ошибки на блок равна  $BLER = 2.52 \times 10^{-9}$ . Зависимость вероятности ошибки на блок построенного ОЛО-кода от отношения сигнала к шуму показана на Рис. 2.



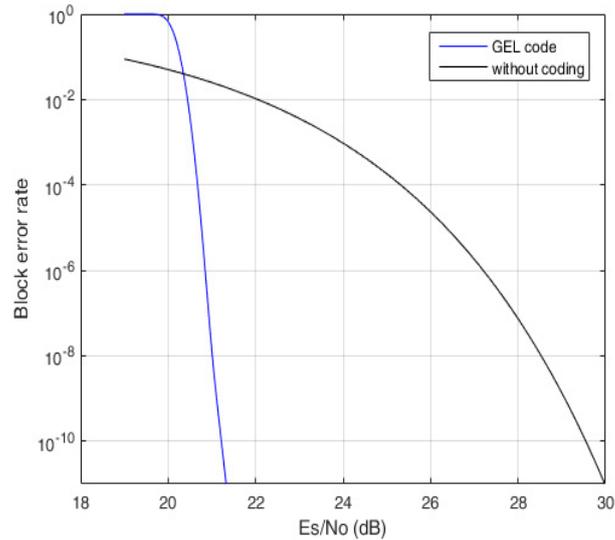
**Рис. 2.** Зависимость вероятности ошибки на блок (4,50) ОЛО-кода над полем  $GF(64)$  от отношения сигнала к шуму.

Воспользовавшись тем же алгоритмом, для осуществления широковещательной передачи построим (4,500) ОЛО-код длины  $n = 12000$ . Получим в качестве внутреннего – укороченный RS-код с  $n_A = 4$  и  $k_A = 2$  над полем  $GF(64)$ , а в качестве внешних – укороченные RS-коды над полем  $GF(4096)$ :  $C_1^B(500,322,179)$  и  $C_2^B(500,474,27)$ . Скорость построенного (4,500) ОЛО-кода равна  $R = 0.796$ , а для отношения сигнал к шуму в точке  $Es/No = 21dB$  вероятность ошибки на блок равна  $BLER = 1.32 \times 10^{-8}$ . Зависимость вероятности ошибки на блок (4,500) ОЛО-кода от отношения сигнала к шуму показана на Рис. 3

Из приведенных примеров видно, что в случае использования (4,500) ОЛО-кода для передачи широковещательных сообщений, например одновременно 10-ти абонентам, взамен передачи 10-ти индивидуальных сообщений посредством (4,50) ОЛО-кода максимальный коэффициент накладных расходов (overhead rate) составляет величину, равную 0.6, при сохранении величины энергетического выигрыша порядка 8 дБ по уровню вероятности ошибки на блок порядка  $10^{-8}$ . Таким образом, формирование смарт-антеннами индивидуальных лучей в комбинации с широковещательным методом передачи позволяет существенно уменьшить излучаемую мощность от базовой станции при одновременном улучшении качества обслуживания.

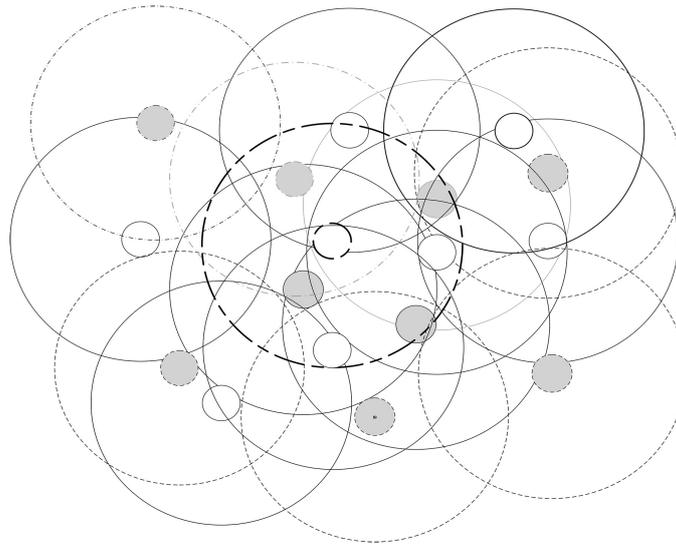
### 3. БЕСКОНФЛИКТНЫЕ СЕТИ НА ОСНОВЕ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ГРУПП И ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ

Рассмотрим широкополосную беспроводную синхронную (посредством обработки временных меток, например, глобальной навигационной спутниковой системы) одноранговую неструктурированную сеть связи с ячеистой топологией (mesh) и высокой плотностью пользователей. Каждый абонент сети может передать информацию другому абоненту и/или группе абонентов, находящихся в его зоне радиовидимости (line-of-sight), или передать информацию абоненту, находящемуся вне зоны радиовидимости через любого абонента своей зоны. Таким образом, рассматриваемая сеть позволяет передавать информацию на любые расстояния путем разбиения длинного маршрута на серию коротких. На Рис. 4 изображен фрагмент рассматриваемой



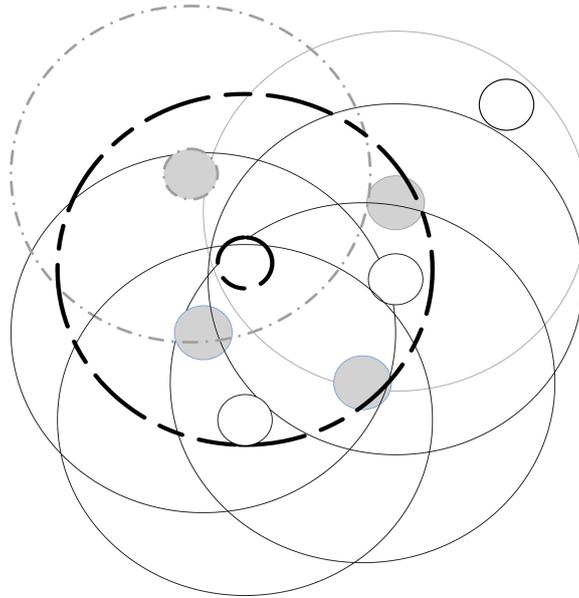
**Рис. 3.** Зависимость вероятности ошибки на блок (4,500) ОЛО-кода над полем  $GF(64)$  от отношения сигнала к шуму.

сети с нанесенными индивидуальными зонами радиовидимости. Очевидно, что при традиционном построении физического протокола связи вероятность временных и/или частотных конфликтов при доступе к каналу была бы значительной.



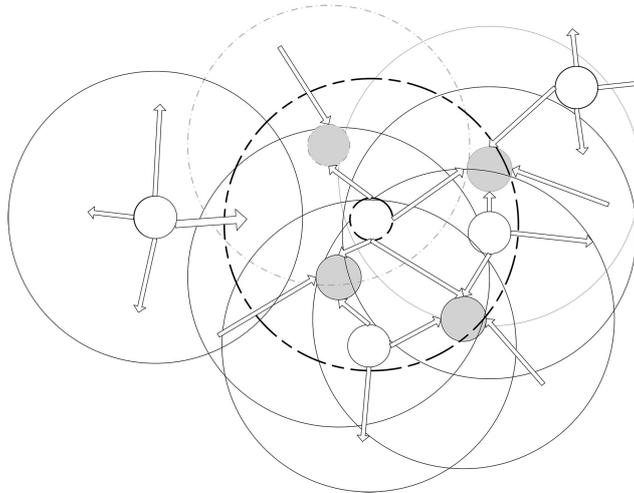
**Рис. 4.** Беспроводная сеть с нанесенными индивидуальными зонами радиовидимости.

Покажем, что построение бесконфликтной сети практически возможно. Разделим все узлы на два множества, которые условно назовем: “серые” и “белые” (см. Рис. 4) Допустим, что каждый узел сети хранит два динамических списка узлов: список узлов, находящихся в зоне радиовидимости данного узла (им данный узел может передать информацию) и список узлов, от которых данный узел может принять информацию. Больше того, допустим, что узлы могут обладать свойством мобильности (см. Рис. 5), а плотность узлов с сети такова, что в зону радиовидимости каждого узла сети попадает ряд как “серых”, так и “белых” узлов.



**Рис. 5.** Изменение зоны радиовидимости (показано штриховыми линиями).

Равномерно разобьем временную ось на интервалы длительностью  $T_i = T$ , где  $T$  - длительность цикла приема/передачи  $i = 0, 1, 2, \dots, \infty$ . Пусть для четных  $i$  за время  $T$  все “белые” узлы широковещательным кодовым словом шлют информацию всем “серым” в зоне своей видимости (Рис. 6).



**Рис. 6.** “Белые” узлы передают информацию “серым”.

Тогда все “серые” узлы широковещательным кодовым словом шлют информацию всем “белым” в зоне своей видимости для нечетных  $i$  за время  $T$  (Рис. 7).

Это краткое описание основных свойств рассматриваемой беспроводной сети. Теперь остановимся на требованиях к сигнально-кодовой конструкции, позволяющей на практике сочетать возможность реализации множественного доступа к радиоканалу и широковещательный метод передачи информации.

Рис. 6 показывает, что сигнально-кодовая конструкция должна обладать широковещательными свойствами, т.е. в ней должна содержаться информация как для всех “серых соседей”,

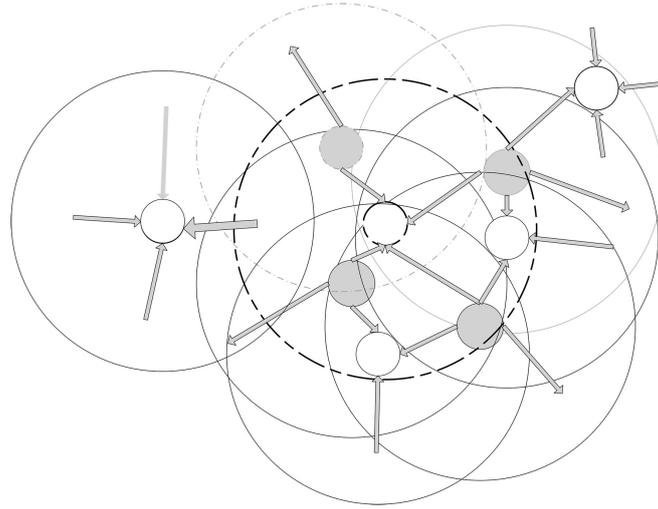


Рис. 7. “Серые” узлы передают информацию “белым”.

так и информация, которую они в следующем цикле должны передать каким-то своим “белым” соседям. Больше того (см. Рис. 7), сигнално-кодовые конструкции должны быть не только ширококвещательными, но и позволять одновременно принимать сообщения от всех серых соседей, т.е. удовлетворять условиям множественного доступа. Очевидно, что требования к “серым” и “белым” узлам идентичны. Естественно возникает вопрос, а можно ли все это сочетать и реализовать. Мы попытаемся показать, что современное развитие техники и теории кодирования позволяет такие сети построить. Мы ни в коем случае не настаиваем, что предлагаемый нами вариант единственный, но он реализуемый на практике. Современные системы GPS и ГЛОНАСС позволяют каждому пользователю знать свое местоположение и точное время. Кроме того, с помощью современных сетевых протоколов позволяет реализовать динамическую маршрутизацию, т.е. каждый узел знает местоположение как своих соседей в зоне радиовидимости, так и их соседей. Будем считать, что все узлы используют физический протокол на базе OFDM модуляции, т.е. частотный диапазон разбит на  $Q$  частот (поднесущих). Для передачи информации каждый узел использует метод асинхронного множественного доступа (Asynchronous Multiple Access) [1, 7]. В нашем случае для передачи ширококвещательного кодового слова каждый из узлов использует независимо от других передающих узлов лишь  $q$  поднесущих из  $Q$ , где  $q \ll Q$ . Таким образом, приемник рассматривает энергию сигналов, передаваемыми другими узлами, кроме требуемого как помеху.

Пусть в системе имеется  $S$  абонентов и  $Q$  каналов передачи. Построим систему со случайным независимым (от других абонентов) асинхронным доступом абонентов к среде распространения, используя OFDM модуляцию. Пусть каждый абонент в момент времени, кратный  $T_{symb}$ , передает во временной области комплексный вектор  $\mathbf{s}_i = (s_{N-L+1}^i, s_{N-L+2}^i, \dots, s_N^i, s_1^i, s_2^i, \dots, s_N^i)$  из  $N + L$  элементов, где  $N$  – размерность дискретного преобразования Фурье и длина OFDM символа, а  $L$  – длина циклического расширения OFDM символа, определяемая длительностью импульсной характеристики канала передачи.

Обозначим через  $\mathbb{F}(\mathbf{x})$  прямое дискретное преобразование Фурье вектора  $\mathbf{x}$

$$\mathbb{F}(\mathbf{x}) = \mathbf{X}, \quad X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-\frac{2\pi j}{N} ki}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad j = \sqrt{-1},$$

а через  $F^{-1}(\mathbf{X})$  – обратное преобразование

$$F^{-1}(\mathbf{X}) = \mathbf{x}, \quad x_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{2\pi j}{N} ki}, \quad i = 0, \dots, N-1.$$

Переносимый вектором  $\mathbf{s}_i$  и передаваемый в частотной области сигнал

$$\mathbf{X}_i = F([s_1, s_2, \dots, s_N]) = (X_1^i, X_2^i, \dots, X_N^i) \in \mathbb{C}^Q, \text{ где } i=1, \dots, S, Q = N.$$

Тогда для канала с АБГШ на входе приемника в частотной области имеем

$$\mathbf{Y}_i = (Y_1^i, Y_2^i, \dots, Y_Q^i) \in \mathbb{C}^Q, \text{ где } Y_j = \sum_{i=1}^S X_j^i + \xi_j,$$

где  $j=1, \dots, Q$ ,  $\xi_j = N(0, 2\delta^2)$  – комплексный гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией  $\delta^2$  по каждой координате. Таким образом, приемник рассматривает энергию сигналов, передаваемыми другими узлами как помеху.

В качестве внутреннего кода рассмотрим код Кауца-Синглтона  $KS(q)$  над полем  $GF(q) = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_q\}$  такой, что для каждого элемента поля  $\alpha_i \in GF(q)$  ставится в соответствие бинарный вектор с единственным ненулевым элементом на  $i$ -ой позиции. Например, пусть  $A = (\alpha_3, \alpha_1, \alpha_7, \alpha_2, \alpha_6, \alpha_4)$  – кодовое слово укороченного кода Рида-Соломона  $RS(6, 4, 5)$  над полем  $GF(8)$ , тогда кодовое слово кода  $KS(8)$ , соответствующее кодовому слову  $A$  кода  $RS(6, 4, 5)$  имеет вид

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Пусть для передачи информации каждый абонент рассматриваемой сети использует одинаковый алфавит символов из  $GF(q)$ , причем  $q \ll Q$ . Рассмотрим код  $C$  с параметрами  $(n, k = Rn)$  над полем  $GF(q)$ , где  $R$  скорость кода. После применения  $KS(q)$  кода получим кодовое слово в виде бинарной матрицы  $\mathbf{C}$  размерности  $q \times n$ . Заметим, что все столбцы матрицы  $\mathbf{C}$  имеют вес 1, т.е. на данном этапе матрица  $\mathbf{C}$  отображается в OFDM-FSK модуляцию с  $q$  поднесущими и скоростью передачи  $R \log_2 q$ . Заметим, что код  $C$  фактически кодирует местоположение единиц в матрице  $\mathbf{C}$ .

На ненулевых элементах матрицы  $\mathbf{C}$  введем дополнительную сигнально-кодую конструкцию  $C_{emb}$  с параметрами  $(n_{emb} = n, k_{emb} = R_{emb}n_{emb})$  над полем  $GF(M)$ , где  $M$  – порядок модуляции (например, введем  $M$ –DPSK модуляцию поднесущей), что позволит увеличить скорость передачи до величины  $R_{emb} \log_2 M$ .

Последним этапом является процедура отображения матрицы  $\mathbf{C}$  размерности  $q \times n$  в матрицу  $\mathbf{U}$  размерности  $Q \times n$  путем случайной и независимой перестановки элементов столбцов матрицы  $\mathbf{C}$  в элементы столбцов исходно нулевой матрицы  $\mathbf{U}$ .

Таким образом, для OFDM-FSK модуляции вес всех столбцов  $\mathbf{u}_j$  матрицы  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_n]$  равен 1. Тем самым в каждый момент времени кратный  $T_{symb}$  (время передачи символа модуляции  $\mathbf{s}_i$ ) каждый абонент независимо от другого в момент времени  $jT_{symb}$  передает лишь один символ  $\mathbf{s}_{(i,j)}$ , где  $[s_1^{(i,j)}, s_2^{(i,j)}, \dots, s_N^{(i,j)}] = F^{-1}(\mathbf{u}_{(i,j)})$  в соответствии со столбцом  $\mathbf{u}_{(i,j)}$  матрицы  $\mathbf{U}_i = [\mathbf{u}_{(i,1)}, \mathbf{u}_{(i,2)}, \dots, \mathbf{u}_{(i,n)}]$ , время передачи кодового слова составляет  $nT_{symb}$ . Вероятность коллизий по поднесущим OFDM символа составляет величину  $p_{col} = 1 - (1 - \frac{1}{N})^{S-1}$ , а среднее число пораженных каналов  $P_{col} = np_{col}$ . Блок-схема передачи-приема изображена на Рис. 8.

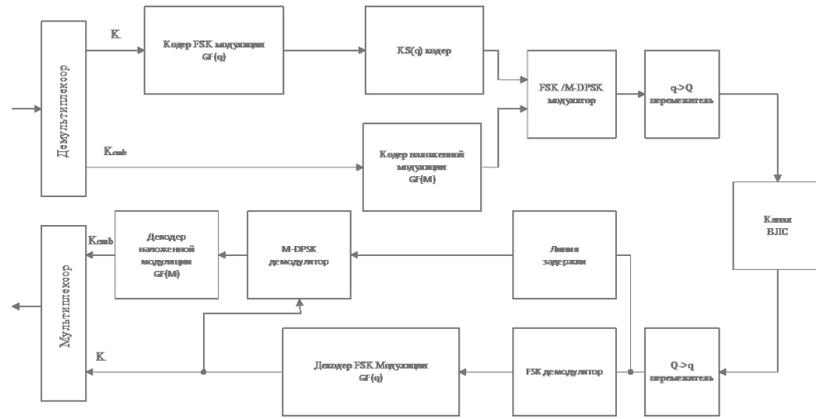


Рис. 8. Блок-схема приема-передачи множественного доступа.

Как следует из работ [12, 13] такой подход позволяет построить сигнально-кодую конструкцию с характеристиками достоверности в зависимости от числа активных узлов изображенных на Рис. 9.

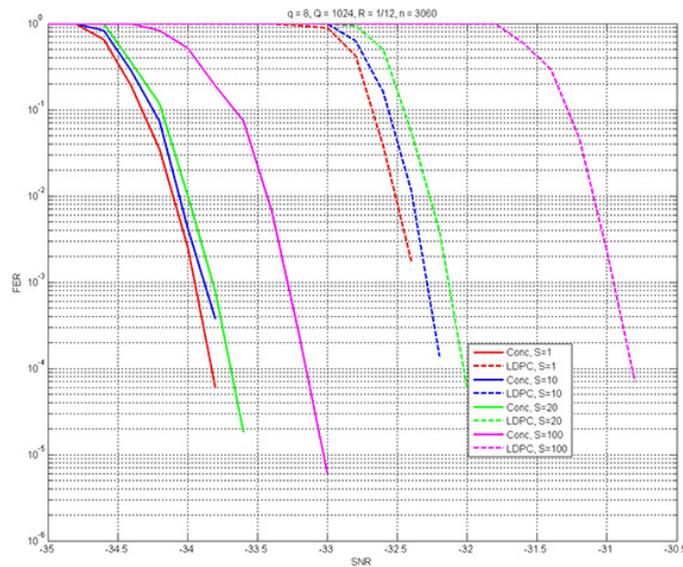


Рис. 9. Зависимость вероятности ошибки на кодовой слово от отношения сигнал/шум и числа активных пользователей для  $q = 8$ ,  $Q = N = 1024$ ,  $R = 1/12$  – скорость кода,  $S$  – число пользователей создающих помеху.

Анализ показывает, что для данной системы передачи с многомерными обобщенными каскадными кодами энергетические потери незначительны при увеличении числа пользователей от 1 до 20. При увеличении числа пользователей от 1 до 100 энергетические потери не превышают 2 дБ [10, 11, 14].

Однако возникает вопрос, какими свойствами должен обладать физический протокол передачи, чтобы сеть с описанными свойствами можно было реализовать. Прежде всего необходимо, чтобы все символы на входе OFDM приемников были ортогональны. Данное требование должно выполняться для всех узлов сети. Напомним, что мы рассматриваем синхронную сеть связи, поэтому все передающие узлы отсылают вектор-столбцы матрицы  $\mathbf{U}_i$  одновременно. В силу различных расстояний между узлами на приемное устройство они будут приходиться с раз-

личной задержкой. Однако, используя свойства OFDM системы и выбирая соответствующим образом длину  $L$  циклического расширения (определяемая радиусом зоны радиовидимости и длительностью импульсной характеристики канала) OFDM символа, из которого вырезается только ортогональная часть, где присутствует сумма всех символов от всех передающих узлов зоны радиовидимости [15] (см. Рис. 9). Здесь  $T_F = T_{symp} + T_{gap}$  – длительность фрейма передачи,  $T_{symp} = T_N + T_L$  – длительность OFDM символа,  $T_N = NT_s$ ,  $T_L = LT_s$ ,  $N$ - размерность дискретного преобразования Фурье,  $T_s$  – период оцифровки,  $T_{gap} = T_L = \tau_p + \tau_c$ ,  $\tau_p$  – время распространения сигнала зоны радиовидимости,  $\tau_c$ - длительность импульсной характеристики канала.  $S_j^k(t)$  – широкополосный сигнал посылаемый  $k$ -м передающим узлом  $j$ -му принимающему узлу,  $S_j^l(t)$  – широкополосный сигнал посылаемый  $l$ -м передающим узлом  $j$ -му принимающему узлу. Из данного примера видно, что правильный выбор величин  $T_{gap}$  и  $T_L$  позволяет решить проблему фреймовой синхронизации передающих и приемных узлов, обеспечивающих ортогональность суммарного сигнала на приемном устройстве.

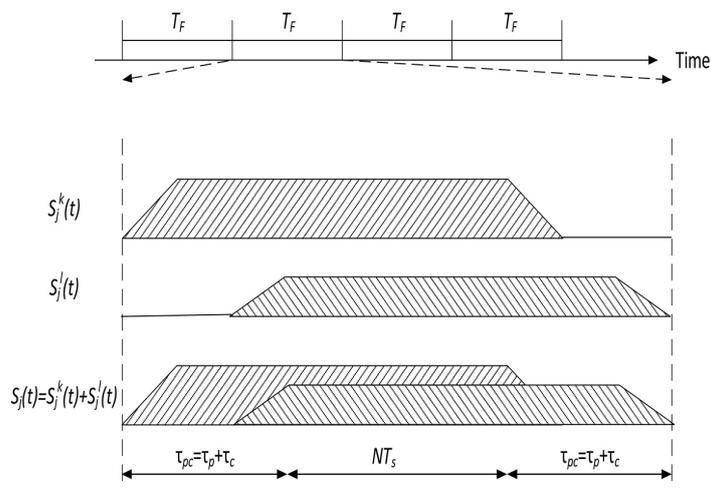


Рис. 10. Временные параметры физического протокола передачи.

Различные расстояния до передающих узлов до приемного узла приводят не только к проблеме фреймовой синхронизации принимаемых символов, но и существенной разнице энергии сигналов приходящих на приемный узел. Учитывая, что динамический диапазон приемного устройства ограничен, большая энергия от очень близких узлов делает невозможным прием сигналов от наиболее удаленных узлов. Будем считать, что сеть динамически перестраивается так, что ближайшие узлы, т.е. узлы внутри сферы заданного “малого” радиуса (который адаптивно выбирает каждый узел), имеют один и тот же цвет (см. Рис. 11). При ограниченном диапазоне чувствительности приемного устройства данный подход позволяет каждому узлу увеличить радиус уверенного приема (“большой”сферы).

Теперь остановимся на широкополосной части сети. Как уже отмечалось, узел передает одну и ту же кодовую комбинацию всем соседям своей области. Схематически структура кодовой комбинации показана на Рис. 12.

Начальная часть кодовой комбинации содержит служебную информацию, предназначенную всем соседям. В ней содержится информация о координатах узла и всех его соседей. Кроме того, каждому узлу указано, какая часть информации предназначена ему и что с ней делать. проверочные символы защищают всю кодовую комбинацию. При этом надо учитывать, что принимающие узлы находятся на различном расстоянии от передающего. Следовательно,

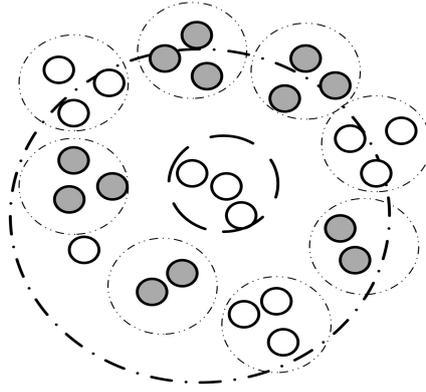


Рис. 11. Группирование узлов в окружность заданного радиуса.

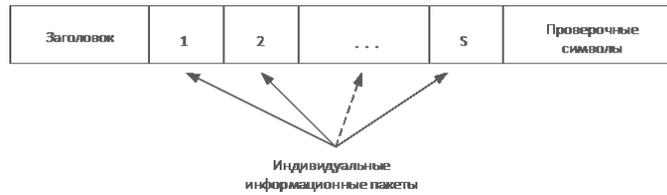


Рис. 12. Структура пакета широковещательного канала передачи.

приходящая к ним энергия различна, потому и соответствующие символы имеют различную надежность (см. Рис. 13).

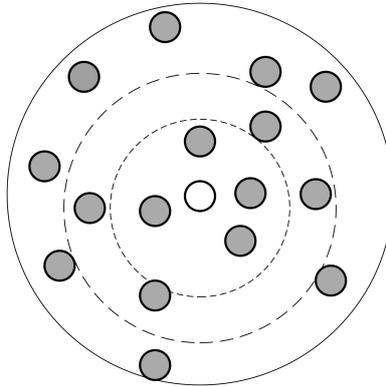


Рис. 13. Разбиение зоны радиовидимости по отношению сигнал/шум.

В рассматриваемом примере (см. Рис. 13) мы условно разбили зону радиовидимости на три области в соответствии с отношением сигнал/шум. Очевидно, что информация, предназначенная узлам из ближайшей области, требует минимальной защиты, а информация, предназначенная узлам на границе зоны радиовидимости, требует наибольшей защиты (см. Рис. 14).

В работах [8,9] показано, что реализовать неравную защиту информационной части сообщения можно при условии использования сигнально-кодовой конструкции на базе обобщенного каскадного кодирования.

Воспользовавшись алгоритмом из [16], построим ОЛО-код длины  $n = 25200$  бит для передачи широковещательного сообщения. Получим (6,700) ОЛО-код с 3-мя слоями на базе внутреннего укороченного кода Рида-Соломона над полем  $GF(64)$  с параметрами  $n_A = 6$ ,

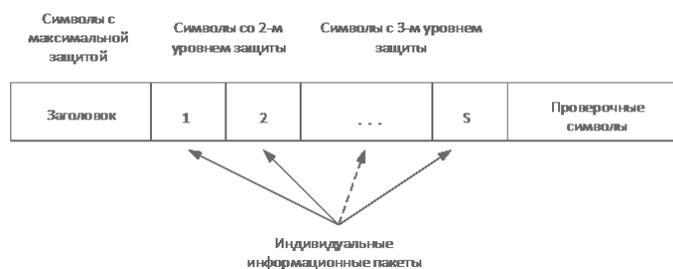


Рис. 14. Структура широковещательного пакета с неравной защитой.

$k_A = 4$  и внешнего укороченного кода Рида–Соломона над полем  $GF(4096)$  с параметрами:  $C_1^B(700,20,681)$ ,  $C_2^B(700,518,183)$  и  $C_3^B(700,700,0)$ . Скорость (6,700) ОЛО-кода –  $R = 0.5895$ . Зависимость вероятности ошибки на кодовое слово от отношения сигнал/шум показана на Рис. 15.

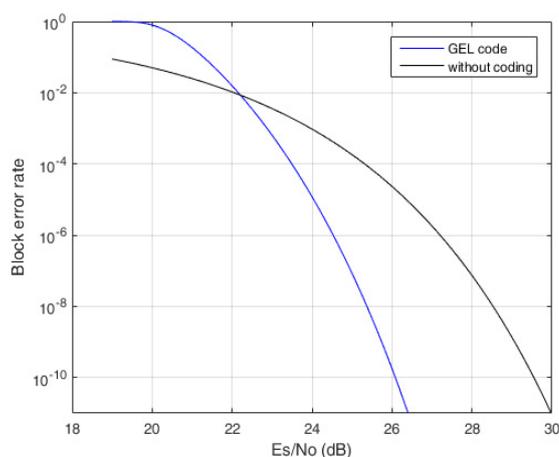
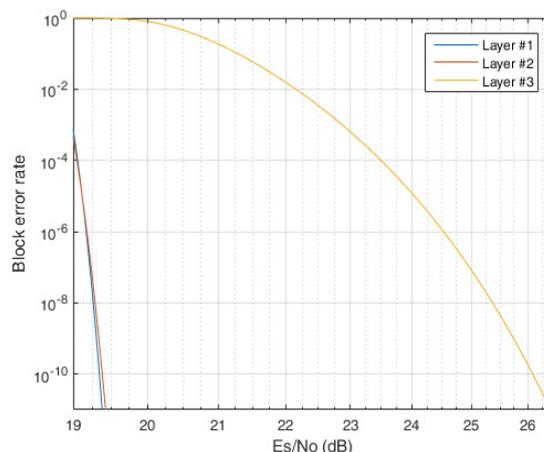


Рис. 15. Зависимость вероятности ошибки на кодовое слово для (6,700) ОЛО-кода над полем  $GF(64)$  от отношения сигнал/шум.

Зависимости вероятности ошибки на кодовое слово для слоев (6,700) ОЛО-кода от отношения сигнал/шум представлены на Рис. 16 из которых видно, что энергетический выигрыш между парой слоев (1,2) и слоем 3 по уровню вероятности ошибки на кодовое слово равному  $10^{-8}$  составляет величину более 6 дБ. Это означает, что (6,700) ОЛО-код при использовании в широковещательном канале передачи позволяет обеспечить одинаковое качество услуг связи (QoS) для двух групп абонентов, у которых отношение сигнал/шум отличается на величину до 6 дБ.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показывается, что для сотовых сетей мобильной связи нового поколения с развитием технологии построения смарт-антенн с возможностью формирования индивидуальных лучей диаграммы направленности антенн применение широковещательных сигнально-кодowych конструкций с неравной защитой позволит существенно улучшить показатели спектральной и энергетической эффективности сетей. В работе показывается возможность практической реализации построения бесконфликтной беспроводной синхронной одноранговой неструктурированной сети связи с ячеистой топологией и высокой плотностью пользователей. Каждый



**Рис. 16.** Зависимость вероятности ошибки на кодовое слово отдельных слоев (6,700) ОЛО-кода от отношения сигнал/шум.

абонент сети может передать информацию другому абоненту и/или группе абонентов, находящихся в его зоне радиовидимости, или передать информацию абоненту, находящемуся вне зоны радиовидимости через любого абонента своей зоны. Построение сети базируется на идеях множественного доступа и широкополосной передачи информации. Ключевыми вопросами возможности создания такой сети является проблема создания сигнально-кодовых конструкций, позволяющих реализовать предложенные принципы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cohen A., Heller J., Viterbi A.J. A New Coding Technique for Asynchronous Multiple Access Communication. *IEEE Trans. Comm. Technology*, 1971, vol. 19, no. 5. pp. 849–855.
2. Cover T.M. Broadcast Channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1972, Jan., pp.2–13.
3. Bergmans P.P Random Coding Theorem for Broadcast Channels with Degraded Components. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1973, March, pp. 197–207.
4. Gallager R.G. Capacity and Coding for Degraded Broadcast Channels. *Problemy Peredachi Informatsi*, 1974, October.
5. Bergmans P.P , Cover T.M. Cooperative broadcasting. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1974, May, pp. 317–324.
6. Gallager R.G. A Perspective on Multiaccess Channels. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1985, March, vol. IT-31, no. 2.
7. Viterbi A.J. Very Low Rate Convolutional Codes for Maximum Theoretical Performance of Spread-Spectrum Multiple Access Channels. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1990, vol. 8. no. 8. pp. 641–649.
8. Zinoviev V.A., Zyablov V.V. Codes with Unequal Protection of Information Symbols. *Problems of Information Transmission*, 1979, vol. 15, no.3, pp. 197–205.
9. Блох Э.Л., Зяблов В.В. Линейные каскадные коды. М: Наука, 1982.
10. Zyablov V.V., Frolov A.A. A Signal-Code Construction for a Multiple-Access System Using a Vector Channel with an Additive White Gaussian Noise. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2012, vol. 57, no. 8, pp. 953–957.
11. Osipov D.S., Frolov A.A., Zyablov V.V. Multiple Access System for a Vector Disjunctive Channel. *Problems of information Transmission*, 2012, vol. 48, no. 3, pp. 243–249.

12. Osipov D., Frolov A., Zyablov V. On the Capacity of a PPM UWB Multiple-Access System with a Single User Noncoherent Reception. *Lecture Notes in Computer Science*, 2013, vol. 8072 LNCS, pp. 49–57.
13. Osipov D.S., Frolov A.A., Zyablov V.V. On the User Capacity for a Multiple-Access System in a Vector Disjunctive Channel with Errors. *Problems of information Transmission*, 2013, vol. 49, pp. 308–321.
14. Frolov A.A., Zyablov V.V. A new coding method for a multiple-access system with a large number of active users. *In Proc. IEEE Information Theory Workshop (ITW)*, Jerusalem, Israel, April 26-May 1 2015, pp. 1–5, 2015.
15. Потапов В.Г., Зигангиров Д.К., Зяблов В.В. Символьная синхронизация системы множественного доступа на базе OFDM-MFSK. *Информационные процессы*, 2015, том 15, № 2 стр. 134–161
16. Жилин И.В., Крещук А.А., Зяблов В.В. Обобщенные коды с локализацией ошибок и минимизация избыточности для заданных входной и выходной вероятности ошибки. *Информационные процессы*, 2014, том 14, № 4 стр. 370–384.
17. Жилин И.В., Иванов Ф.И., Зяблов В.В. Обобщенные коды с локализацией ошибок с мягким декодированием внутренних кодов. *Информационные процессы*, 2015, том 15, № 2, стр. 111–127.
18. Fahrner A., Griesser H., Klarer R. and Zyablov V. Low-complexity GEL codes for digital magnetic storage systems. *IEEE Trans. Magnet.*, 2004, vol. 40, no. 4, pp. 3093–3095.
19. Kobozeva I., Zyablov V. Using GEL Codes for the Optical Channel. *in Proc. of XII International Symposium on Problems of Redundancy in Information and Control Systems*, St. Petersburg, Russia, May 2009.
20. Кобозева И.Г., Зяблов В.В. Исследование сигнально-кодowych конструкций на основе трехмерных кодов с локализацией ошибок. *Информационные процессы*, 2013, том. 13, № 1, стр. 1–18.
21. Зяблов В.В., Кобозева И.Г. Оценка вероятности ошибочного декодирования обобщенных кодов с локализацией ошибок. *Информационно-управляющие системы*, 2013, том 62, № 1, стр. 4-7-53.

## Signal-code construction for conflict-free wireless network

Zyablov V.V., Potapov V.G.

The first approach to asynchronous multiple access communications was presented in [1]. The technique, employing orthogonal convolutional coding and Viterbi decoding, was described and its performance characteristics were derived for the case in which other-user interference is the only source of noise. The first theoretic analysis of broadcast channel was done by Cover [2], that if separate messages are to be sent to a number of receivers from a common transmitter, then it is often possible to improve upon the usual solution of time sharing the transmitter between the receivers. Subsequently Bergmans [3] proved a coding theorem for the class of degraded broadcast channels, while capacity region of discrete memoryless degraded broadcast channel with two receivers is defined and theorem is then proved by Gallager in [6]. Theorem shows that small error probability is not possible for transmission rates outside of this capacity region.

**KEYWORDS:** multiple access, broadcasting, signal-code, conflict-free, wireless, network.