

to reduce the effects of a cascade of proliferation of erroneous decisions at each stage of data processing. A scheme for polar coding system erases the link using a wide range erasure to implement a generic method of forming integer indices soft de-cisions.

Keywords: decoding, core Arikon, polar code, soft solutions, indexes soft-decisions, bound of Bhattacharya, eraser channel, graph of Tanner, cluster partition.

Гладких Анатолий Афанасьевич, к.т.н., профессор Кафедры телекоммуникаций (ТК) Ульяновского государственного технического университета (УлГТУ). Тел. 8-909-357-78-37. E-mail: a_gladkikh@mail.ru; a.gladkikh@ulstu.ru

Чилихин Николай Юрьевич, аспирант кафедры ТК УлГТУ. Тел. 8-987-633-22-83. E-mail: n.chilikhin@gmail.com

УДК 621.376.9

О НОВОМ ПОДХОДЕ К ФОРМИРОВАНИЮ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ С ВЫСОКОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ

Жиляков Е.Г., Белов С.П., Ушаков Д.И., Старовойт И.А.

В статье предлагается новый подход формирования спектрально-эффективных сигнально-кодовых конструкций (СКК) на основе приенения нового ортогонального сигнального базиса. Применение базиса собственных векторов, согласованных с параметрами канала связи, позволяет получить СКК, спектральная эффективность которых на 20% превосходит используемые в настоящее время СКК OFDM.

Ключевые слова: OFDM, сигнально-кодовая конструкция, канал связи, каналные сигналы, концентрация энергии, собственные векторы, спектральная эффективность, энергетическая эффективность.

Постановка задачи

Увеличение потребности абонентов в информационном обмене независимо от их местоположения привело к интенсивному развитию и внедрению беспроводных систем передачи информации (БСПИ), однако в настоящее время возникла ситуация, когда радиочастотный ресурс для них практически исчерпан. Поэтому дальнейшее увеличение скорости передачи информации посредством БСПИ не представляется возможным – хотя спрос мобильных пользователей на современные мультисервисные услуги с требуемым высоким качеством обслуживания непрерывно возрастает. В связи с этим все более актуальной становится проблема повышения эффективности БСПИ – как существующих, так и проектируемых в настоящее время. Эта проблема носит системный характер, так как, с одной стороны, обусловлена необходимостью повышения спектральной эффективности БСПИ, а с другой стороны, требует обеспечение заданного уровня достоверности передаваемой информации [1-2].

Среди известных способов решения указанной проблемы наиболее перспективны считается применение спектрально-эффективных сигнально-кодовых конструкций (СКК) на основе ортогональных сигнальных базисов OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), которые нашли практическое применение в современных БСПИ типа Wi-Fi, WiMAX, LTE [3-5]. Но достичь потенциально возможную спектральную эффективность в этих системах при использовании указанных сигнально-кодовых конструкций не удается, так как в них в качестве модулирующих используются импульсы с прямоугольной формой, что не позволяет достичь максимальной концентрации энергии в заданном частотном интервале [6].

Авторами для решения указанной проблемы предлагается новый оригинальный метод построения СКК, обеспечивающих, при заданных ограничениях на частотно-временные ресурсы канала радиосвязи, максимальную спектральную эффективность БСПИ [7]. Суть метода заключается в использовании нового ортогонального сигнального базиса вместо базиса Фурье, применяемого в настоящее время для формирования СКК.

Математические основы

Пусть $s(t)$ передаваемый сигнал, в параметрах которого закодированы передаваемые символы из многоосновной системы модуляции d_k , а $u(t)$ сигнал на выходе канала связи.

В предположении линейности и инвариантности параметров канала во времени эти сигналы связаны следующим соотношением:

$$u(t) = \int_0^{T_c} s(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad t \in [0, T_p]; \quad (1)$$

где $h(t - \tau)$ – импульсная характеристика канала связи; T_c – длительность сигнала $s(t)$; T_p – длительность сигнала на выходе канала $u(t)$; $[T_c, T_p]$ – интервал времени рассеивания, когда сигнал на выходе канала имеет энергию, достаточную для возникновения межсимвольной интерференции.

К СКК предъявляется требование в виде неизменности формы передаваемого сигнала при передаче через ограниченный частотно-временными ресурсами канал:

$$u(t) \approx k \cdot s(t), \quad t \in [0, T_c]. \quad (2)$$

Для выполнения требования (2) сигнал $s(t)$ должен быть согласован с импульсной характеристикой $h(t - \tau)$ и передаточной характеристикой $H(\omega)$ канала [8].

Предполагается, что информация передается по каналу связи, частотный интервал которого ограничен и определяется соотношением

$$\Omega = [\Omega_1, \Omega_2]; \quad \Omega_k = 2\pi\nu_k, \quad k = 1, 2; \quad (3)$$

$\Delta F = \nu_2 - \nu_1$. Пусть в этой области выполняется условие для $H(\omega)$:

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \in \Omega; \\ 0, & \omega \notin \Omega. \end{cases} \quad (4)$$

Тогда импульсная характеристика определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} h(t - \tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} e^{j\omega(t-\tau)} d\omega = \\ &= \frac{e^{j\Omega_2(t-\tau)} - e^{j\Omega_1(t-\tau)}}{j2\pi(t-\tau)}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $j = (-1)^{1/2}$. В соответствии с требованием (2) выражение (1) принимает вид

$$k s(t) = \int_0^{T_c} s(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau, \quad (6)$$

Тогда согласованность сигнала $s(t)$ с импульсной характеристикой канала может быть выполнена, в случае если $s(t)$ будет являться собственной функцией линейной системы с импульсной характеристикой $h(t - \tau)$ [9].

Таким образом, (6) представляет собой интегральное уравнение с ядром вида (5). Как известно, решение данного уравнения может существовать в виде собственных функций $g_i(t)$ и соответствующих им собственных чисел λ_i ядра

данного уравнения $h(t - \tau)$. Ядро этого уравнения является эрмитовым, поэтому его собственные числа вещественные.

Заметим, что все собственные функции ядра (5) удовлетворяют условию (2). Однако так как предполагается передача J символов, то одной собственной функции для этого недостаточно, поэтому сигнал целесообразно представить в виде линейной комбинации:

$$s(t) = \sum_{k=1}^N d_k g_k(t), \quad (7)$$

где d_k – передаваемые символы в общем случае комплексные; $g_i(t)$ – собственные функции ядра (5) системы.

Для выполнения условия (2) необходимо и достаточно выбирать собственные функции с одинаковыми собственными числами $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda \approx 1$, при этом значение собственного числа характеризует степень концентрации энергии собственной функции в заданном частотном интервале [10].

Так как предполагается использование для формирования сигнально-кодовых конструкций средств вычислительной техники, которые работают с дискретными последовательностями, ядро (5) необходимо дискретизовать. В таком случае оно представимо в виде матрицы A с элементами вида (субполосной матрицы):

$$a_{i,k} = \begin{cases} \frac{e^{jV_2(i-k)} - e^{jV_1(i-k)}}{j2\pi(i-k)} & \text{при } i \neq k; \\ \nu_2 - \nu_1 & \text{при } i = k; \end{cases} \quad (8)$$

$$\nu_1 = f_1 \Delta t; \quad V_1 = 2\pi\nu_1; \quad \nu_2 = f_2 \Delta t; \quad V_2 = 2\pi\nu_2.$$

Таким образом, задача вычисления базисных функций может быть сведена к вычислению собственных векторов $q_i(t)$ и собственных чисел λ_i матриц вида (8).

Для заданной последовательности передаваемых модуляционных символов d_k выполняется умножение на собственные векторы матрицы (8) согласно выражению

$$\begin{aligned} \vec{s} &= \sum_{k=1}^J d_k \vec{q}_k = \\ &= (\text{Re}(s_1) \dots \text{Re}(s_N)) + j(\text{Im}(s_1) \dots \text{Im}(s_N)). \end{aligned} \quad (9)$$

После этого спектр полученного вектора переносится на несущую частоту в квадратурном модуляторе и сформированная СКК передается в канал связи.

Результаты компьютерного моделирования. Оценка спектральной эффективности

Для оценки спектральной эффективности γ использовалось следующее выражение:

$$\gamma = \frac{R}{\Delta F}, \quad (10)$$

где $R = J/T_c$ – скорость передачи информации; ΔF – ширина полосы частот, занимаемая сигналом. Формирование и обработка СКК осуществлялась в системе Matlab. Моделирование осуществлялось следующим образом:

Генерировалась бинарная случайная последовательность, которая являлась передаваемыми данными. Из полученной бинарной последовательности формировались модуляционные символы d_k вида QAM. Далее формировались сигнально-кодовые конструкции для двух смежных каналов шириной полосы 20 МГц и длительностью 12,8 мкс с использованием классического OFDM (на основе базиса Фурье (БФ)) и собственных векторов матриц (8) (СВМ). Значения несущих частот были следующими: канал 1 – 2,48 ГГц; канал 2 – 2,5 ГГц.

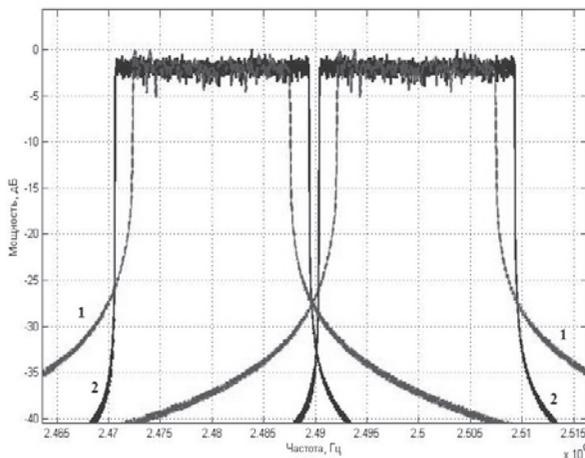


Рис. 1. Спектральные плотности сигналов 1) базис Фурье; 2) базис собственных векторов матриц (11)

На рис. 1 показаны усредненные значения спектральной плотности СКК БФ (кривая 1) и спектральной плотности СКК СВМ (кривая 2), полученные в результате компьютерного моделирования. Величина спада частотного спектра сигнала за выделенным частотным диапазоном определяет уровень межканальной интерференции. Так как величина спада спектральной плот-

ности СКК СВМ гораздо выше, чем в OFDM, а ширина окна канала фиксирована (в данном случае 20 МГц), то появляется возможность уменьшить величину вводимых защитных интервалов между смежными каналами связи и увеличить за счет этого спектральную эффективность γ (см. рис. 1), при этом уровень МКИ остается ниже, чем в СКК с БФ.

Возникает необходимость оценить способность предлагаемого подхода формировать СКК с заданными свойствами при различных комбинациях ΔF и T_c . С этой целью проводился эксперимент, в котором менялись значения ширины частотного диапазона ΔF при разных значениях длительности сигнала и вычислялись собственные векторы матрицы (8). Потом проводилась выборка собственных векторов, собственные числа которых имеют значение $\lambda \approx 1$, и считалось их количество.

В таблице 1 приводятся результаты экспериментов по сравнительной оценке количества субполосных базисных функций в заданных частотно-временных ресурсах канала связи. В полях таблицы представлены отношения количества допустимых к использованию базисных функций при использовании СКК СВМ к числу функций в базисе Фурье.

Таблица 1. Относительные числа формируемых базисных функций

T_c , мкс	Ширина частотного диапазона, МГц				
	1,25	2,5	5	10	20
25,6	1,24	1,24	1,24	1,23	1,23
12,8	1,25	1,24	1,24	1,24	1,23
6,4	1,16	1,25	1,24	1,24	1,24
3,2	1	1,16	1,25	1,24	1,24
1,6	1	1	1,16	1,25	1,24

Из результатов, приведенных в таблице 1, можно сделать вывод, что заметное преимущество (порядка 20%) предлагаемого подхода формирования СКК перед классическим базисом Фурье, с точки зрения количества используемых базисных функций с заданными свойствами, наблюдается при условии $T_c \cdot \Delta F \geq 8$.

Результаты оценки спектральной эффективности γ исследуемых сигнально-кодовых конструкций представлены в таблице 2.

Таблица 2. Спектральная эффективность сигнально-кодовых конструкций

Вид модуляции	Вид базиса	
	Базис Фурье	Базис СВМ
QAM-4	1,57	1,96
QAM-16	3,14	3,9
QAM-64	6,28	7,78

Данные значения были рассчитаны исходя из предположения, что полоса, занимаемая сигналом, составляет 20 МГц, длительность сигнала 12,8 мкс.

Таким образом, проведенный эксперимент доказывает, что предлагаемый класс сигнально-кодовых конструкций обладает спектральной эффективностью на 20% большей, чем сигналы, сформированные с использованием базиса Фурье, при одинаковых выделенных частотно-временных ресурсах канала связи.

Оценка энергетической эффективности

Для вычисления энергетической эффективности использовалось выражение вида:

$$\beta = 10 \log_{10} \left(\frac{R}{\rho_0} \right), \quad (11)$$

где R – скорость передачи информации за T_c ; ρ_0 – отношение энергии сигнала E_s к спектральной плотности N_0 шума в полосе ΔF .

Для оценки энергетической эффективности β проводились вычислительные эксперименты с использованием компьютерного моделирования по оценке вероятности ошибочного приема при заданной интенсивности шума в канале связи.

Необходимо отметить, что обработка сигнала осуществлялась в виде вычисления оценок модуляционных символов в виде скалярных произведений согласно выражению

$$\hat{d}_k = \sum_{n=1}^N \hat{s}_n \cdot q_{k,n}, \quad k = 1; 2 \dots J, \quad (12)$$

где \hat{d}_k – восстановленная последовательность модуляционных символов; $q_{k,n}$ – собственные векторы матрицы (8); \hat{d}_k – принятый из канала связи сигнал, прошедший через квадратурный демодулятор.

Полученные значения \hat{d}_k обрабатываются решающим устройством, при этом принятие решения заключается в поиске такого d_i , для которого выполняется условие

$$\begin{aligned} & \left| \operatorname{Re} d_i - \operatorname{Re} \hat{d}_k \right| + \left| \operatorname{Im} d_i - \operatorname{Im} \hat{d}_k \right| = \\ & = \min \left| \operatorname{Re} d_m - \operatorname{Re} \hat{d}_k \right| + \left| \operatorname{Im} d_m - \operatorname{Im} \hat{d}_k \right|, \quad (13) \\ & 1 \leq i \leq m, k = 1 \dots J, \end{aligned}$$

где \hat{d}_k – принятый символ; d_i – искомый символ алфавита; d_m – эталонные символы.

При этом в качестве модели шума используется белый гауссовый шум, энергия которого равномерно распределена в частотной области с нулевым математическим ожиданием. Значение P_{ou} вычислялось согласно следующему выражению:

$$P_{ou} = L_{ou} / L, \quad (14)$$

где L – число переданных информационных бит; L_{ou} – число ошибочно принятых бит; при этом выполнялось соотношение: $L \geq 10^6$ и результаты усреднялись по серии из пяти экспериментов. Результаты расчетов приведены на графиках рис. 2. Результаты оценки энергетической эффективности исследуемых сигналов представлены в таблице 3.

По итогам вычислительных экспериментов удалось установить, что предлагаемый класс СКК обладает энергетической эффективностью на 0,8 дБ большей, чем СКК, сформированные с использованием базиса Фурье, при одинаковых выделенных частотно-временных ресурсах канала. Здесь также необходимо отметить, что повышение энергетической эффективности будет выполняться при условии $T_c \cdot \Delta F \geq 8$.

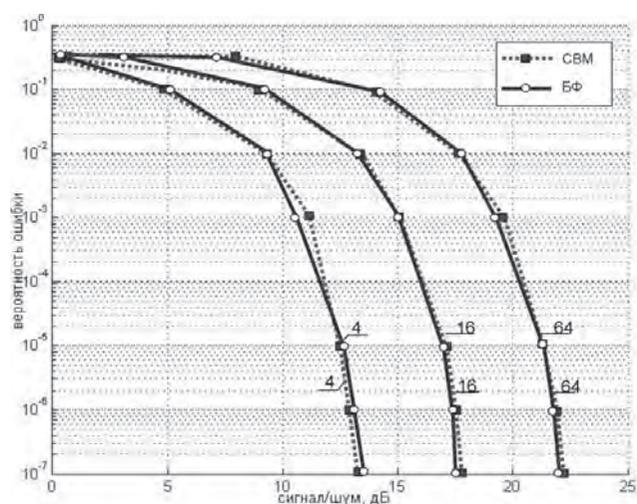


Рис. 2. Вероятность ошибки на бит (BER) СКК БФ и СВМ

Таблица 3. Энергетическая эффективность сигнально-кодовых конструкций

Вид модуляции	Вид базиса	
	Базис Фурье, дБ	Базис СВМ, дБ
QPSK	13,11	13,92
QAM-16	10,05	10,85
QAM-64	8,12	8,93

Выводы

В результате проведенных исследований установлено, что предлагаемый класс сигнально-кодовых конструкций на основе собственных векторов субполосных матриц не только превосходит на 20% сигнально-кодовые конструкции на основе базиса Фурье по спектральной эффективности, но и одновременно с этим обладает на 0,8 дБ большей энергетической эффективностью.

Эти показатели характерны для сигнально-кодовых конструкций, частотно-временные значения которых удовлетворяют условию $T_c \cdot \Delta F \geq 8$. Данный факт позволяет утверждать, что применение данных сигналов в высокоскоростных широкополосных системах связи позволит повысить эффективность работы системы связи в целом, а также обеспечить большую скорость передачи информации между абонентами.

Исследования выполнены при поддержке РФФИ, проект № 12-07-00514-а на тему: «Минимизация затрат ресурсов информационно-телекоммуникационных систем (ИТС) при хранении и передаче речевых данных на основе примене-

ния оптимальных методов и алгоритмов их обработки» и Государственного задания НИУ БелГУ на 2014 г. (проект № 358).

Литература

1. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
2. Зюко, А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П. и др. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
3. Берлин А.Н. Цифровые системы связи. М.: Эко-Трендз, 2007. – 294 с.
4. Вишневецкий В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М.: Техносфера, 2009. – 472 с.
5. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
6. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
7. Ушаков Д.И. Разработка методов и алгоритмов повышения эффективности систем передачи информации с OFDM. Дис. к.т.н. Белгород, 2013. – 137 с.
8. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1988. – 446 с.
9. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.
10. Жиляков Е.Г. Вариационные методы анализа и построения функций по эмпирическим данным. Белгород: Изд-во БелГУ, 2007. – 250 с.

ABOUT NEW APPROACH FORMATION SIGNAL-CODE STRUCTURES WITH HIGH SPECTRAL EFFICIENCY

Zhilyakov E.G., Belov S.P., Starovoit Iv.A., Ushakov D.I.

The paper proposes a new approach of forming spectrally efficient signal-code structures (SCS) based on used new orthogonal signal basis. Applying the basis of eigenvectors with the parameters whom agreed with communication channel allows you to get SCS spectral efficiency whom by 20% exceeds the currently used CCM OFDM..

Keywords: OFDM, signal code structures, a communication channel, the channel signals, energy concentration, eigenvectors, the spectral efficiency, power efficiency.

Жиляков Евгений Георгиевич, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой информационно-телекоммуникационных систем и технологий (ИСТ) Белгородского государственного университета (БелГУ). Тел. (8-472) 230-13-92. E-mail: zhilyakov@bsu.edu.ru

Белов Сергей Павлович, д.т.н., профессор, декан Факультета информационных технологий и прикладной математики БелГУ. Тел. (8-472) 230-13-50. E-mail: belov@bsu.edu.ru

Старовойт Иван Александрович, к.т.н., старший преподаватель Кафедры ИСТ БелГУ. Тел. (8-472) 230-13-00. E-mail: starovoit@bsu.edu.ru

Ушаков Дмитрий Игоревич, к.т.н., старший преподаватель кафедры ИСТ БелГУ. Тел. (8-472) 230-13-00. E-mail: ushakov_d@bsu.edu.ru

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.315

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ИЗБЫТОЧНОЙ ДЛИНЫ ВОЛОКНА В ОПТИЧЕСКОМ КАБЕЛЕ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЗАТУХАНИЯ ПРИ НИЗКИХ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ ТЕМПЕРАТУРАХ

Бурдин В.А., Важдает М.А.

Предложен метод измерений распределений локальной избыточной длины ОВ вдоль кабеля по результатам измерений характеристик обратного рассеяния импульсным оптическим рефлектометром в процессе климатических испытаний при нормальной и низкой отрицательной температуре. Представлены результаты апробации метода.

Ключевые слова: оптическое волокно, оптический кабель, модульная трубка, избыточная длина волокна, кривизна, радиус изгиба, климатические испытания

Введение

Избыточная длина волокна (Excess Fiber Length – EFL) является одним из важнейших параметров, характеризующих качество и надежность оптических кабелей (ОК) [1-8]. Значение EFL определяется разностью между длиной ОВ, уложенного в модульной трубке кабеля, и длиной этой модульной трубки. В общем случае EFL должна быть относительно небольшой положительной величиной, что ограничивает нагрузки на ОВ при продольных воздействиях на кабель. Однако при этом важно, чтобы избыточная длина волокна не была слишком велика и равномерно распределялась по длине кабеля.

Неравномерность распределений EFL вдоль кабеля снижает стойкость к внешним воздействиям всей строительной длины. Для ограничения EFL в допустимых пределах и обеспечения ее равномерного распределения вдоль модульной трубки осуществляется мониторинг EFL в процессе наложения модульной трубки и производятся измерения избыточной длины волокон при послеоперационном контроле [9-12]. Но поскольку EFL в ОК зависит не только от выпол-

нения операции изготовления модулей ОК, но и от последующих технологических операций изготовления кабеля [3; 5-6], представляют интерес распределения вдоль кабеля оценок EFL в строительной длине ОК после ее изготовления.

В предлагаемой работе представлен новый метод измерений данных распределений, базирующийся на анализе потерь ОВ по характеристикам обратного рассеяния ОВ, полученных в процессе климатических испытаний строительной длины ОК при низких отрицательных температурах. Можно предположить, что данный метод будет также востребован для прогноза срока службы и локализации участков кабелей с деградирующими ОВ по результатам мониторинга ОВ при низких отрицательных температурах подвесных кабелей линий передачи, введенных в эксплуатацию.

Температурные зависимости потерь, избыточной длины и кривизны ОВ в модулях ОК

Известно, что зависимость избыточной длины волокна EFL от температуры описывается выражением [1]:

$$EFL = \Delta\alpha_T \cdot (T_0 - T), \quad (1)$$

где $\Delta\alpha_T$ – разность коэффициентов линейного расширения материала модульной трубки и кварцевого стекла; T – текущее значение температуры; T_0 – значение температуры, при котором EFL равна нулю. С учетом скрутки модулей в кабеле согласно [7]

$$EFL = \Delta\alpha_T \cdot (T_0 - T) - EFL_C, \quad (2)$$