



УДК 621.391:519.72

РАЗРАБОТКА НОВОГО СПОСОБА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ ДОСТУПА К ШИРОКОПОЛОСНЫМ МУЛЬТИМЕДИЙНЫМ УСЛУГАМ

Е.Г. ЖИЛЯКОВ¹

Д.В. УРСОЛ¹

В.З. МАГЕРГУТ²

¹⁾ *Белгородский государственный национальный исследовательский университет*

²⁾ *Белгородский государственный технологический университет им. В. Г. Шухова*

В статье рассматривается новый метод формирования канальных сигналов, которые обладают высоким уровнем помехоустойчивости сравнимой с двоичной фазовой манипуляцией, и минимальным уровнем межканальной интерференции. Данный метод рассматривается как альтернативный вид модуляции при условии высокого уровня помех в системах беспроводного широкополосного доступа.

Ключевые слова: методы передачи данных, цифровая связь, широкополосные услуги, частотное уплотнение, WiMAX.

e-mail:
Zhilyakov@bsu.edu.ru

Существующие системы проводной цифровой связи уже не могут в полной мере удовлетворять растущим потребностям высокоскоростного широкополосного доступа. Важнейшими их недостатками являются длительные сроки прокладки, сложности расширения, высокие затраты, проблема "последней мили". Технология WiMAX позволяет разрешить важнейшую проблему "последней мили" в кратчайшие сроки, так как не требует прокладки соединительных линий к зданиям. Значительно проще развернуть по городу сеть базовых станций. Базовые станции через сети электросвязи имеют выход в национальные, международные и интернет-сети.

WiMAX — это технология операторского класса с высоким качеством сервиса. Обеспечивает мультисервисность, гибкое распределение частот, задание приоритетов различным видам трафика, возможность обеспечения разного уровня качества. Эта технология позволяет параллельно передавать голос, мультимедийную информацию и цифровые данные по одному каналу связи. Важным преимуществом является возможность быстро наращивать емкость и расширять территорию связи [1].

На практике в принятом сигнале всегда присутствуют шумы и всегда есть некоторая взаимная несогласованность стабильности частот ансамбля станций. Поэтому соответствие максимума спектральной плотности сигналов базиса нулевым значениям спектральной плотности остальных сигналов на практике будет выполняться неточно. Это и будет, в основном, ограничивать качество приема и распознавания. Модуляция в таком базисе, в принципе, может производиться любым способом. Разумеется, целесообразно и в этом случае использовать спектрально-эффективные способы с целью минимизировать ширину спектра каждого сигнала в этом базисе.

Разные способы модуляции позволяют получить разные скорости передачи при разных отношениях сигнал/шум. Использование обеспечивает более высокую скорость передачи, но требует обеспечения большей величины отношения сигнал/шум. Поэтому такой способ целесообразно применять для пользователей, находящихся вблизи базовой станции. На удалении применяют квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) и двоичная фазовая манипуляция (BPSK), позволяющие работать при меньших значениях сигнал/шум. Система автоматически переходит с одного вида модуляции на другой при смене условий передачи (отношения сигнал/шум — S/N), однако при этом скорость передачи понижается. В данной статье рассматривается новый способ передачи позволяющий обеспечить большую спектральную эффективность и высокую помехоустойчивость одновременно.

Пусть необходимо за время T передать вектор символов (для определенности вещественных чисел) из известного набора.

$$\vec{e}_r = (e_{1r}, \dots, e_{Mr})^T$$

(1)

в r -той полосе частот (круговых) $\omega \in [\Omega_{1r}, \Omega_{2r}]$, $\Omega_{1r} = 2\pi\nu_{1r}$, $\Omega_{2r} = 2\pi\nu_{2r}$.

Для передачи используется канальный сигнал $x_r(\vec{e}, t)$, $t \in [0, T]$ в виде физически реализуемой функции времени, в параметрах которой эти символы закодированы. Предполагается, что энергия сигнала (евклидова норма функции) фиксирована



$$\|x_r(\vec{e})\|^2 = \int_0^T x_r^2(\vec{e}, t) dt = E_r, \quad (2)$$

и должен существовать векторный восстанавливающий оператор $\vec{\Phi}^{-1}$, который при отсутствии искажений канального сигнала позволяет однозначно декодировать передаваемые символы, то есть имеет место

$$\vec{e}_r = \vec{\Phi}^{-1}(x_r(\vec{e}, t)). \quad (3)$$

Полагая

$$X_r(\vec{e}, \omega) = \int_0^T x_r(\vec{e}, t) e^{-j\omega t} dt, \quad (4)$$

в виду равенства Парсеваля нетрудно получить соотношение

$$\|x_r(\vec{e}_r)\|^2 = \int_{z \in \Omega_r} |X_r(\vec{e}_r, z)|^2 dz / 2\pi + \int_{z \notin \Omega_r} |X_r(\vec{e}_r, z)|^2 dz / 2\pi, \quad (5)$$

где

$$\Omega_r = [-\Omega_{2r}, -\Omega_{1r}) \cup [\Omega_{1r}, \Omega_{2r}). \quad (6)$$

Ясно, что второй интеграл в правой части соотношения (5) определяет часть энергии канального сигнала, которая попадает за пределы выделенной для передачи частотной полосы. Поэтому её величина может служить мерой межканальной интерференции при субполосной передаче информации. В соответствии с этим можно сформулировать вариационный принцип

$$S_r^2(\vec{e}) = \int_0^T x_r^2(\vec{e}, t) dt - \int_{\omega \in \Omega_r} |X_r(\vec{e}, \omega)|^2 d\omega / 2\pi = \min \quad (7)$$

которому вместе с условиями (2) и (3) должен удовлетворять канальный сигнал, оптимальный в смысле минимума межканальной интерференции.

Показано, что решением вариационной задачи (7), (2) и (3) является кодированный (манипулированный) канальный сигнал

$$x_r(\vec{e}_r, t) = \sum_{k=1}^M C_{kr} q_{kr}(t), \quad (8)$$

где базисные функции являются решениями уравнений

$$\lambda_{kr} q_{kr}(t) = \int_0^T A_r(t-y) q_{kr}(y) dy, \quad 0 \leq t \leq T; \quad (9)$$

$$A_r(t-y) = 2 \sin(\Delta\Omega_r(t-y)/2) \cos(\omega_r(t-y)) / \pi(t-y);$$

$$\Delta\Omega_r = \Omega_{2r} - \Omega_{1r}; \omega_r = (\Omega_{2r} + \Omega_{1r}) / 2;$$

$$\lambda_{1r} > \lambda_{2r} > \dots > \lambda_{jr} > \dots > 0; \quad (10)$$

$$C_{kr} \in \{\pm(E_{kr})^{1/2}\}, k = 1, \dots, M; \quad (11)$$

$$E_{kr} = E / (1 + \sum_{i=1, i \neq k}^M (1 - \lambda_{kr})(1 - \lambda_{ir})^{-1}), k = 1, \dots, M. \quad (12)$$

Минимальное значение функционала (7) равно

$$S_{r \min} = M \cdot E / \sum_{i=1}^M (1 - \lambda_{ir})^{-1}. \quad (13)$$

Приводятся доказательства справедливости соотношений для $Q_{kr}(z) = \int_0^T q_{kr}(t) e^{-jzt} dt$ и собственных чисел

$$\lambda_{kr} = \int_{z \in \Omega_r} |Q_{kr}(z)|^2 dz / 2\pi \leq 1, \quad (14)$$



Кодирование и декодирование при отсутствии искажений (см. (соотношение (3)) реализуется на основе двусторонних соответствий

$$e_{kr} \iff C_{kr}, k = 1, \dots, M \tag{15}$$

с выбором при кодировании $C_{kr}, k = 1, \dots, M$ согласно (11) и вычислением при декодировании скалярных произведений

$$C_{kr} = \int_0^T x_r(\vec{e}_r, t) q_{kr}(t) dt. \tag{16}$$

Легко понять, что $E_{kr}, k = 1, \dots, M$ численно равны частям энергии для передачи соответствующих символов, причем в виду условия (10) из соотношений (12) следует неравенство

$$E_{kr} \geq E_{k+1,r}, k = 1, \dots, M - 1. \tag{17}$$

Таким образом, при прочих равных, наибольшая устойчивость к воздействиям флуктуационных помех создается для первого по порядку символа, что оправдано, например, когда передаваемые символы представляют собой разряды двоичных кодов чисел, упорядоченные по убыванию старшинства.

Вычислительные эксперименты по оценке уровня внеполосного излучения двоичной манипуляции и разработанного метода проводились в математическом пакете MatLab. Исходными данными являлось скорость передачи 271 кбит/с и выделенная полоса для передачи 200 кГц. Результаты таблицы представлены в табл. 1.

Таблица 1

Доля энергии за пределами частотного диапазона различных методов передачи

Оптимальный метод	0,001673
BPSK	0,360282

Как видно из таблицы предлагаемый метод обеспечивает заданную скорость передачи при ограниченной полосе, когда BPSK имеет долю энергии за пределами заданной полосы порядка 35 %. Это говорит о том что у нового метода высокая спектральная эффективность (порядка 1,7) и он может обеспечить более высокую скорость при прочих равных условиях.

Восстановление передаваемой информации при гауссовских флуктуационных помехах. Предполагается, что математической основой декодирования информации служат скалярные произведения вида (16), позволяющие вычислить коэффициенты линейной комбинации (8), которые при отсутствии искажений позволяют с использованием предварительно сформированных соответствий (15) определить передаваемые символы. Реально передаваемые сигналы искажаются, так что можно вычислить только оценки искомым коэффициентов.

Предположим, что искажения аддитивны и обусловлены наличием флуктуационных помех, а скалярные произведения вида (16) вычисляются на основе квадратурных формул, так что для указанных оценок выполняется

$$\widehat{C}_{kr} = \sum_{n=1}^N y_{nr} q_{krn} = (\vec{y}_r, \vec{q}_{kr}), k = 1, \dots, M, \tag{18}$$

где \vec{y}_r – доступная обработке реализация сигнала

$$\vec{y}_r = \vec{x}_r(\vec{e}_r) + \vec{z}_r; \tag{19}$$

$\vec{z}_r = (z_{1r}, \dots, z_{Nr})^T$ – вектор флуктуационных помех с нулевым математическим ожиданием, то есть

$$E[\vec{z}_r] = (0, \dots, 0)^T; \tag{20}$$

$$\vec{x}_r(\vec{e}_r) = \sum_{k=1}^M C_{kr} \vec{q}_{kr}; \tag{21}$$

\vec{q}_{kr} – ортонормальные векторные аппроксимации базисных функций (собственные векторы матрицы); T – знак транспонирования.

Подстановка представления (19) в определение (18) с учетом (16) дает

$$\widehat{C}_{kr} = C_{kr} + u_{kr}, k = 1, \dots, M, \tag{22}$$

где u_{kr} – случайная компонента получаемой оценки

$$u_{kr} = \sum_{n=1}^N z_{nr} q_{krn}, k = 1, \dots, M. \quad (23)$$

Имея в виду условие (20), для математических ожиданий оценок нетрудно получить равенство

$$E[\hat{C}_{kr}] = C_{kr}, k = 1, \dots, M. \quad (24)$$

В свою очередь для дисперсий оценок справедливо соотношение

$$D_{kr} = E[(\hat{C}_{kr} - C_{kr})^2] = \vec{q}_{kr}^T G_r \vec{q}_{kr}, k = 1, \dots, M, \quad (25)$$

$$G_r = \{ E[z_{nr} * z_{mr}] \}, n, m = 1, \dots, N. \quad (26)$$

Предположим теперь, что флуктуационная помеха является гауссовой. Тогда и сумма в (23) будет определять гауссовую случайную величину. Поэтому функции плотностей вероятностей (ФПВ) определяемых соотношением (18) оценок будут также гауссовыми с математическими ожиданиями (24) и дисперсиями (25), то есть

$$w_{kr}(\hat{C}_{kr}) = 1/(2\pi D_{kr})^{1/2} \cdot \exp\{-(\hat{C}_{kr} - C_{kr})^2 / 2D_{kr}\}, k = 1, \dots, M. \quad (27)$$

В соответствии с условием (11) информационные компоненты должны представляться в виде бинарных кодов для символов

$$e_i \in \{0, 1\}. \quad (28)$$

Пусть для определенности при их кодировании используется правило:

если $e_{ir} = 0$ то $C_{ir} = -(E_{ir})^{1/2}$, а при $e_{ir} = 1$ положить $C_{ir} = (E_{ir})^{1/2}$. Тогда оптимальное правило декодирования принимает вид: если $\hat{C}_{ir} < 0$, то $e_{ir} = 0$ и наоборот $e_{ir} = 1$, когда $\hat{C}_{ir} \geq 0$. При этом вероятность ошибки определяется соотношением

$$P_{ou1} = F((E_{kr} / D_{kr})^{1/2}), \quad (29)$$

где

$$F(|u|) = 1/(2\pi)^{1/2} \int_{|u|}^{\infty} \exp(-t^2 / 2) dt. \quad (30)$$

Если теперь вектор помех \vec{z}_r имеет некоррелированные компоненты с одинаковой дисперсией $\sigma_r^2 = E[z_{kr}^2]$, то определяемая соотношение (26) матрица будет диагональной, а соотношение (25) с учетом ортонормальности базисных векторов дает

$$D_{kr} = \sigma_r^2, k = 1, \dots, M. \quad (31)$$

В соответствии с этим соотношение (29) преобразуется к виду

$$P_{ou1} = F((E_{kr} / \sigma_r^2)^{1/2}). \quad (32)$$

Таким образом, вероятности ошибок будут равны вероятностям ошибок в методе кодирования BPSK, при равенстве энергетических затрат на передачу соответствующих символов. Иными словами, достигается максимальная помехоустойчивость к воздействию флуктуационных помех.

Использование данного метода в системе широкополосного доступа в такой системе как WiMAX при высоком уровне помех повысит скорость передачи в зонах с высоким уровнем шума в канале связи, поскольку предлагаемый метод обладает более высокой спектральной эффективностью (в 1,7 раза) чем двоичная фазовая манипуляция, сохраняя при этом высокую устойчивость к помехам. Данный метод дает возможность увеличить эффективную зону покрытия, сохранив при этом заданную скорость передачи за счет применения более помехоустойчивого кодирования.

Научно-исследовательская работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы. (Соглашение №14.А18.21.1524).

Литература

1. Сюваткин В.С. WiMAX — технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. / В.С. Сюваткин, В.И. Есипенко, И.П. Ковалев, В.Г. Сухоробров / Под ред. В. В. Крылова. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — 368 с.



2. Жилияков Е.Г. Вариационные методы анализа и построения функций по эмпирическим данным: моногр. / Е.Г. Жилияков. – Белгород: Изд-во БелГУ, 2007. – 160 с.

3. Жилияков, Е.Г. Оптимальные канальные сигналы при цифровой передаче с частотным уплотнением [Текст] / Е.Г. Жилияков, С.П. Белов, Д.В. Урсол // Научные ведомости БелГУ Серия: Информатика, Белгород: Изд-во БелГУ, № 7(62), Вып. 10/1 2009. – с.166 – 172.

DEVELOPMENT OF A NEW METHOD OF FORMING SIGNALS FOR ACCESS TO BROADBAND MULTIMEDIA SERVICES

E.G. ZHYLYAKOV¹

D.V. URSOL¹

V.Z. MAGERGUT²

*¹⁾Belgorod National
Research University*

*²⁾Belgorod Shukhov
State Technological
University*

e-mail:

Zhilyakov@bsu.edu.ru

In this paper a new method of forming channel signals, which have a high level of noise immunity comparable to the binary phase-shift keying, and the minimum level of co-channel interference. This method is considered as an alternative form of manipulation subject to high levels of interference in a wireless broadband access.

Keywords: methods of data transmission, digital communications, broadband services frequency-division multiplexing, WiMAX.