

УДК 621.396.946

А.С. Вершинин, Д.А. Коротков, Е.П. Ворошилин

Модель физического уровня системы широкополосного беспроводного доступа с пространственно-временным кодированием

Приведено математическое описание сигналов, канала распространения и алгоритма пространственно-временного кодирования для системы беспроводного широкополосного доступа (ШБД). Приведены результаты моделирования системы, использующей технологию ММО (multiple input multiple output) в режиме увеличения зоны обслуживания. Приведенные в статье результаты получены для частот 2,4–2,7 ГГц. Для описания ММО-системы в модели учитывается: многолучевой канал распространения радиоволн, перемещение мобильной станции относительно базовой и отражающих объектов, пространственное расположение передающих и приемных антенн, смещение частот гетеродинов.

Ключевые слова: канал распространения радиоволн, математическая модель радиоканала, технология ММО, доплеровское смещение частоты, вероятность битовой ошибки.

Развитие систем беспроводной радиосвязи связано с увеличением их пропускной способности при обеспечении высокого качества предоставляемых услуг. Увеличение эффективности использования радиочастотного спектра в настоящее время достигается с помощью применения технологии ММО [1]. В основе технологии ММО лежит теория пространственно-временной обработки сигналов, которая учитывает пространственную, временную и поляризационную структуру электромагнитного поля. Особенностью ММО-систем является то, что увеличение скорости передачи информации достигается за счет использования эффекта многолучевого распространения [1, 2].

Целью данной работы является моделирование системы ШБД с пространственно-временным кодированием сигналов.

Модель сигнала. Для передачи информации в современных системах ШБД используются OFDM-сигналы (Orthogonal frequency division multiplexing), которые состоят из набора ортогональных поднесущих. Выражение, описывающее OFDM-сигнал в идеальных условиях, имеет вид [3]:

$$p(t) = \text{rect}(t) \sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \Delta f t),$$

где $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T, \\ 0, & \text{в остальных случаях;} \end{cases}$ A_m – амплитуда поднесущей с частотой f_m ; φ_m – начальная

фаза поднесущей с частотой f_m ; m – количество поднесущих в OFDM-сигнале; $T = \frac{1}{\Delta f} d$ – длительность OFDM-сигнала; Δf – расстояние между поднесущими.

В дискретном виде во временном представлении OFDM-сигнал записывается как

$$p(n) = \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \frac{n}{N}), \quad n = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}, \quad (1)$$

с учетом $t = n \frac{T}{N} = \frac{n}{N \Delta f}$, где n – номер дискретного отсчета времени; N – число отсчетов сигнала на интервале времени T .

В дискретном виде в частотном представлении OFDM-сигнал записывается как

$$q(k) = \sum_{m=0}^{N-1} p(n) \exp(-j2\pi k \frac{n}{N}), \quad k = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}, \quad (2)$$

где $q(k)$ – спектр OFDM сигнала; k – номер поднесущей.

Подставляя выражение (1) в (2), получим развернутое представление OFDM-сигнала в частотной области:

$$q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp\left(-j2\pi(m-k)\frac{n}{N}\right).$$

Циклический префикс. При распространении радиочастотного сигнала в радиоканале происходит рассеивание и переотражение сигнала от неоднородностей канала. Принимаемый OFDM-сигнал, состоящий из прямого и одного задержанного луча, записывается в виде [3]

$$r(t) = p(t) + p(t-\tau) = \sum_{m=0}^{N-1} [A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \Delta f t) (\text{rect}(t) + \text{rect}(t-\tau) \exp(-j2\pi m \Delta f \tau))].$$

Интервал описания такого сигнала можно условно разделить на три части:

$$r(t) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{N-1} [A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \Delta f t)], & 0 \leq t < \tau, \\ \sum_{m=0}^{N-1} [A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \Delta f t) \cdot (1 + \exp(-j2\pi m \Delta f \tau))], & \tau \leq t < T, \\ \sum_{m=0}^{N-1} [A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \Delta f t) \cdot \exp(-j2\pi m \Delta f \tau)], & T \leq t < T + \tau, \end{cases}$$

где в первом выражении описывается случай, когда принимается только прямой сигнал, во втором выражении – сумма прямого и переотраженного, в третьем – только переотраженный сигнал.

В системах связи для борьбы с эффектами, вносимыми многолучевым каналом распространения, применяется защитный интервал, называемый циклическим префиксом. Он представляет собой копию отсчетов сигнала из окончания OFDM-символа. Длина циклического префикса выбирается в соответствии с максимально возможной задержкой сигнала в канале РРВ. В связи с этим интервал, на котором определен OFDM-символ, запишется как

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & -\tau \leq t < T, \\ 0, & \text{в остальных случаях,} \end{cases}$$

где τ – длительность циклического префикса.

Временная синхронизация. Для правильной работы системы связи необходима временная синхронизация между абонентскими и базовыми станциями. Если синхронизация будет нарушена, то нарушится правильный прием OFDM-сигнала, что приведет к искажениям сигнала на всех частотах и нарушит ортогональность [3]. Рассмотрим случай приема двух последовательных OFDM-символов при смещении окна регистрации на τ :

$$\begin{aligned} r(t) &= p_1(t + T + 2T_g - \tau) \text{rect}_r(t) + p_2(t + T_g - \tau) \text{rect}_r(t) = \\ &= \text{rect}_r(t) \text{rect}(t + T - \tau) \sum_{m=0}^{N-1} A_{1,m} \exp(j\varphi_{1,m}) \exp(j2\pi m \Delta f t) + \\ &+ \text{rect}_r(t) \text{rect}(t - \tau) \sum_{m=0}^{N-1} A_{2,m} \exp(j\varphi_{2,m}) \exp(j2\pi m \Delta f t), \end{aligned}$$

где $p_1(t)$ и $p_2(t)$ – сигналы двух последовательных OFDM-символов; T_g – циклический префикс; $\text{rect}_r(t)$ – функция окна регистрации.

В случае ошибки синхронизации по времени на τ принимаемый сигнал имеет вид:

$$p(t - \tau) = \text{rect}(t - \tau) \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \Delta f t) \exp(-j2\pi m \Delta f \tau).$$

Только в случае если $\tau \leq T_g$, последовательно идущие OFDM-символы не будут пересекаться, а значит, не будет межсимвольной интерференции.

Частотная синхронизация. Существуют две основные причины возникновения частотного рассогласования. Первая – несовпадение частот передающего и приемного генератора при переносе сигнала на несущую и промежуточную частоту. Такое рассогласование называется смещением не-

сущей частоты. Вторая – ошибка устройства синхронизации, управляющего цифровыми схемами в передатчике и приемнике. Такое рассогласование называется смещением частоты дискретизации.

Смещение несущей частоты. Данный вид частотного рассогласования приводит к тому, что весь спектр принятого OFDM-сигнала смещается на частоту, равную смещению частоты генератора передатчика относительно генератора приемника. В таком случае принятый OFDM-сигнал может быть записан в виде

$$q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp\left(-j2\pi(m-k+\varepsilon)\frac{n}{N}\right),$$

где ε – смещение частоты генератора передатчика, нормированное к Δf .

При таком смещении частоты работа системы нарушается из-за интерференции между спектральными составляющими.

Смещение частоты дискретизации. Данный вид частотного рассогласования приводит к тому, что нарушается ортогональность спектральных составляющих. Сигнал будет записан в виде

$$q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp\left(-j2\pi(m-k)\frac{n}{N}\right) \exp\left(-j2\pi\frac{mn\alpha}{N}\right),$$

где α – нецелочисленный коэффициент; $t = n\frac{T}{N} = \frac{n(1+\alpha)}{N\Delta f}$.

При движении источника радиоизлучения импульс во временной области сжимается или расширяется для каждого символа OFDM. Причиной этого является эффект Доплера, который заключается в масштабировании сигнала.

Выражение для OFDM-сигнала, который масштабируется из-за эффекта Доплера, при излучении мобильной станции, находящейся на расстоянии R от базовой станции и движущейся относительно ее с радиальной скоростью v , имеет вид

$$p_c(t) = \text{rect}(t\zeta - \tau) \sum_{m=0}^{N-1} \left[A_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi(m\Delta f + f_c)(t\zeta - \tau)\} \right], \quad (3)$$

где $\tau = R/c$; $\zeta = 1 - \frac{2v}{c}$ – коэффициент масштабирования в предположении $v \ll c$.

Подставляя выражения для τ и ζ в уравнение (3), получим математическое описание OFDM-сигнала на несущей частоте:

$$p_c(t) = \text{rect}\left(t\left(1 - \frac{2v}{c}\right) - \tau\right) \sum_{m=0}^{N-1} \left[A_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\left\{j2\pi m\Delta f t \left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \exp\left\{j2\pi f_c t \left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \times \right. \\ \left. \times \exp\left\{-j2\pi m\Delta f t \frac{R}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{R}{c}\right\} \right].$$

При переносе с несущей частоты на нижнюю получим:

$$s(t) = \text{rect}\left(t\left(\left(1 - \frac{2v}{c}\right) - \tau\right)\right) \sum_{m=0}^{N-1} \left[A_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\left\{j2\pi m\Delta f t \left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \times \right. \\ \left. \times \exp\left\{-j2\pi f_c t \frac{2v}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi m\Delta f t \frac{R}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{R}{c}\right\} \right], \quad (4)$$

где v – относительная скорость цели; $M\Delta f$ – полоса сигнала; T – длительность сигнала.

Заменив в выражении (4) переменную t на $\frac{n}{N\Delta f}$, получим запись OFDM-сигнала в дискретном виде (5):

$$s\left(\frac{n}{N\Delta f}\right) = \text{rect}\left(\frac{n}{N\Delta f}\left(\left(1 - \frac{2v}{c}\right) - \tau\right)\right) \sum_{m=0}^{N-1} \left[A_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\left\{j2\pi m\Delta f \frac{n}{N\Delta f} \left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \times \right. \\ \left. \times \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{n}{N\Delta f} \frac{2v}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi m\Delta f \frac{R}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{R}{c}\right\} \right], \quad (5)$$

где n – номер дискрета; N – количество поднесущих; Δf – расстояние между несущими.

Линейный нестационарный детерминированный пространственный канал. Рассмотрим линейный канал, который можно охарактеризовать фильтром с эквивалентной импульсной характеристикой $h(t, \tau, d)$ (где t – время, τ – задержка отраженного луча, d – пространственная координата). Для случая SISO (single input single output) одной передающей (T_x) и одной приемной (R_x) антенн принимаемый сигнал $r(t, d)$ в момент t записывается:

$$r(t, d) = h(t, \tau, d) \otimes s(t) + n(t, d) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau, d) s(t - \tau) + n(t, d),$$

Для описания принимаемого сигнала для MIMO-систем необходимо заменить передаваемый сигнал $s(t)$ вектором $\mathbf{s}(t)$, принятый сигнал $r(t, d)$ и шум $n(t, d)$ заменяются векторами $\mathbf{r}(t, d)$ и $\mathbf{n}(t, d)$ соответственно:

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \dots \\ s_{N_t}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r}(t, d) = \begin{bmatrix} r_{11}(t, d_1) \\ \dots \\ r_{N_r}(t, d_{N_r}) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n}(t, d) = \begin{bmatrix} n_1(t, d_1) \\ \dots \\ n_{N_r}(t, d_{N_r}) \end{bmatrix}.$$

Импульсная характеристика канала $h(t, \tau, d)$ заменяется канальной матрицей $\mathbf{H}(t, \tau, d)$:

$$\mathbf{H}(t, \tau, d) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau, d_{11}) & \dots & h_{1N_t}(t, \tau, d_{1N_t}) \\ \dots & \dots & \dots \\ h_{N_r1}(t, \tau, d_{N_r1}) & \dots & h_{N_rN_t}(t, \tau, d_{N_rN_t}) \end{bmatrix},$$

где h_{ij} – импульсная характеристика канала, соответствующая i -ой передающей антенне и j -й приемной антенне, а d – пространственная координата.

Блок-схема системы ШБД с использованием технологии MIMO приведена на рис. 1.

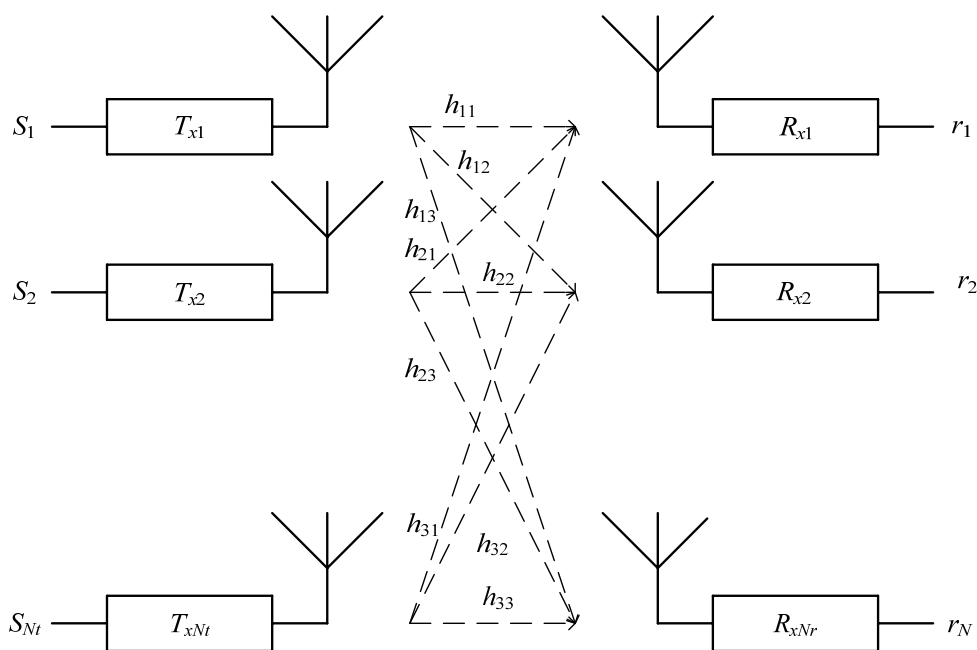


Рис. 1. Схема системы MIMO с N_t антеннами передатчика и N_r антеннами приемника

Импульсная характеристика канала РРВ. Импульсная характеристика канала РРВ $h(t, \tau, d)$ с учетом доплеровского смещения, ослабления мощности и времени распространения сигнала записывается в виде

$$h(t, \tau, d) = \sum_{i=1}^N k_i(d) \delta(t - \tau_i) \exp(j2\pi f_H(t\zeta_i - \tau_i)),$$

где i – номер луча; $\delta(t)$ – дельта-импульс; k_i – ослабление i -го луча; τ_i – время задержки для i -го луча; ζ_i – коэффициент влияния доплеровского смещения для i -го луча.

Задержка i -го луча относительно прямого τ_i (для модели канала, изображенной на рис. 2) и соответствующие радиальные скорости могут быть получены из простейших геометрических соотношений.

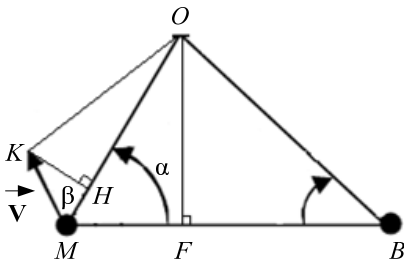


Рис. 2. Схема модели канала (M – мобильная станция, B – базовая станция, O – отражатель, V – вектор скорости МС)

Координаты БС, МС и O и вектор скорости МС V считаются заданными: $M(x_1; y_1; z_1)$, $B(x_2; y_2; z_2)$, $O(x_3; y_3; z_3)$ и $V(v_x; v_y; v_z)$.

Задержка отраженного луча относительно прямого вычисляется по формуле

$$\tau = \frac{MO + OB - MB}{c},$$

где c – скорость распространения радиоволн $3 \cdot 10^8$.

$$MB = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 + (z_1 - z_2)^2},$$

$$MO = \sqrt{(x_1 - x_3)^2 + (y_1 - y_3)^2 + (z_1 - z_3)^2},$$

$$OB = \sqrt{(x_3 - x_2)^2 + (y_3 - y_2)^2 + (z_3 - z_2)^2}.$$

Радиальные скорости V_{MB} и V_{MO} вычисляются по формулам:

$$V_{MB} = V \cos(\alpha + \beta), \quad V_{MO} = V \cos(\beta),$$

$$\text{где } \alpha = \arccos\left(\frac{MF}{MO}\right); \quad MF = \frac{MB^2 + MO^2 - OB^2}{2MB}; \quad \beta = \arccos\left(\frac{MH}{MK}\right); \quad MK = \sqrt{(v_x)^2 + (v_y)^2 + (v_z)^2};$$

$$MH = \frac{MK^2 + MO^2 - KO^2}{2MO}.$$

Ослабление k_i для каждого i -го луча может быть найдено из выражений:

$$k_0 = \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{и}}} = \frac{\lambda^2 G_{\text{и}} G_{\text{пр}}}{(4\pi R)^2} \cdot F^2(R) \quad \text{– для прямого луча}; \quad k_i = \frac{P_i}{P_{\text{и}}} = \frac{\lambda^4 G_{\text{и}} G_{O_1} G_{O_2} G_{\text{пр}}}{(16\pi^2 R_1 R_2)^2} \cdot F^2(R_1) F^2(R_2), \quad \text{– для}$$

отраженного луча, где G_{O_1} – коэффициент направленного действия отражателя в направлении мобильной станции; G_{O_2} – коэффициент направленного действия отражателя в направлении базовой станции; R_1 – расстояние от мобильной станции до отражателя; R_2 – расстояние от отражателя до базовой станции; R – расстояние от МС до БС; $G_{\text{и}}$ – коэффициент усиления антенны источника излучения; $P_{\text{и}}$ – излучаемая мощность; F – множитель ослабления напряженности поля.

Пространственно-временное кодирование. Схема кодирования, предложенная в [4], использует две передающие антенны, функционирует без дополнительного расширения полосы и реализует максимально возможный для двух антенн выигрыш от разнесения.

Принцип кодирования Аламути состоит в том, что подлежащая передаче последовательность символов разбивается на пары (например, смежные четный и нечетный символы) S_i и S_{i+1} . Для передачи такого блока требуются два излучателя и два интервала передачи. В первом интервале передающая антенна 0 будет излучать сигнал символа S_i , тогда как антенна 1 – сигнал S_{i+1} . В следующем временном интервале антенна 0 передает сигнал $-S_{i+1}^*$, а антенна 1 – сигнал S_i^* . Физическая сущность таких манипуляций с излучаемыми сигналами становится ясной, если воспользоваться их математическим представлением.

Описанный метод кодирования предполагает кодирование по пространству и времени. Пусть S_1 и S_2 – два символа данных (точки созвездия QAM), стоящих на двух различных поднесущих и принадлежащих некоторому фиксированному модуляционному алфавиту (QAM). Кодовые слова пространственно-временного кода Alamouti представляют собой 2×2 массивы в соответствии с матрицей A :

$$A = \begin{bmatrix} S_1 & -(S_2^*) \\ S_2 & (S_1^*) \end{bmatrix},$$

означающего, что длина кода $n=2$. Рассмотрим первый символ и две поднесущие данных S_1 и S_2 . Как видно, на одной поднесущей две антенны одновременно передают кодовые символы S_1 (первая антенна) и $-S_2^*$ (вторая антенна), тогда как на соседней поднесущей излучаемыми символами являются S_2 (первая антенна) и S_1^* (вторая антенна).

Рассмотрим принятые сигналы: $r_1 = S_1 \cdot H_{11} - S_2^* \cdot H_{12}$, $r_2 = S_2 \cdot H_{11} + S_1^* \cdot H_{12}$, $r_3 = S_1 \cdot H_{21} - S_2^* \cdot H_{22}$, $r_4 = S_2 \cdot H_{21} + S_1^* \cdot H_{22}$, где r_1, r_2 – принятые сигналы антенной №0; r_3, r_4 – принятые сигналы антенной №1; H_{11} – передаточная функция канала между R_{x0} и T_{x0} ; H_{12} – передаточная функция канала между R_{x0} и T_{x1} ; H_{21} – передаточная функция канала между R_{x1} и T_{x0} ; H_{22} – передаточная функция канала между R_{x1} и T_{x1} ; $S_1, S_2, S_1^*, -S_2^*$ – передаваемые сигналы.

Для выполнения пространственно-частотного декодирования необходимо оценить каналы между приемными и передающими антеннами (обычно их записывают в виде канальной матрицы), методы оценки рассматриваются в статье [2]. Отметим, что каналы \hat{H}_{11} и \hat{H}_{21} оцениваются в антенне R_{x0} по пилот-сигналам из антенн T_{x0} и T_{x1} соответственно и каналы \hat{H}_{22} и \hat{H}_{12} аналогично. Зная оценки канала, можно произвести пространственную обработку принятых сигналов и оценить переданные сообщения:

$$\hat{S}_1 = S_1 \cdot \left(|\hat{H}_{11}|^2 + |\hat{H}_{21}|^2 + |\hat{H}_{12}|^2 + |\hat{H}_{22}|^2 \right), \quad \hat{S}_2 = S_2 \cdot \left(|\hat{H}_{11}|^2 + |\hat{H}_{21}|^2 + |\hat{H}_{12}|^2 + |\hat{H}_{22}|^2 \right),$$

где $\hat{H}_{11}, \hat{H}_{21}$ – оценка канала в T_{x1} по пилотам из R_{x1} и R_{x2} соответственно; $\hat{H}_{21}, \hat{H}_{22}$ – оценка канала в T_{x2} по пилотам из R_{x1} и R_{x2} соответственно.

Результаты моделирования. Зависимости вероятностей битовой ошибки от отношения сигнал/шум для систем с SISO (одна приемная и одна передающая антенны), SIMO (одна передающая и две приемные антенны), MISO (две передающие и одна приемная антенна), MIMO (две приемные и две передающие антенны) приведены на рис. 3. Зависимости вероятности битовой ошибки для системы MIMO 2x2 при различных скоростях приемника приведены на рис. 4.

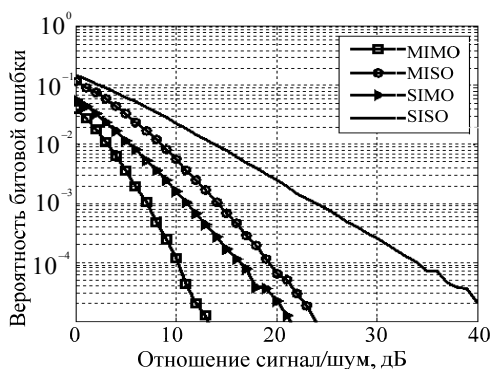


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения С/Ш (неподвижные абоненты)

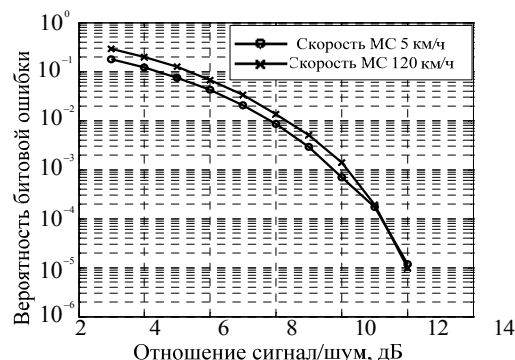


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения С/Ш (подвижные абоненты)

Результаты моделирования были получены при следующих параметрах модели сигнала и канала распространения: расстояние между антеннами передатчика и приемника $10 \cdot \lambda$, несущая частота 2,4 ГГц, расстояние между передатчиком и приемником 100 м, 10 отражающих объектов, размещенных в соответствии с [5].

Выводы. Использование технологии MIMO позволяет обеспечить существенно меньшую вероятность битовой ошибки при тех же значениях отношения сигнал/шум, что и для случая SISO, а разработанная модель системы ШБД mobile Wimax пригодна для исследования различных вариантов построения систем связи.

Влияние эффекта Доплера на вероятность битовой ошибки незначительно, но присутствует. Это объясняется тем, что алгоритм эквалайзирования справляется с компенсацией дополнительного фа-

зового набега за счет эффекта Доплера и для большинства реальных мобильных станций технология ММО будет обеспечивать высокое быстродействие при низкой вероятности битовой ошибки. Подробное исследование оценки доплеровского смещения частоты рассматривается в работе [6].

Данная работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки по контракту 13.G25.31.0011 от 7 сентября 2010 г. в соответствии с Постановлением № 218 Правительства России.

Литература

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Jeffrey G. Andrews. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking / Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed. – New Jersey: Prentice Hall, 2007. – 496 p.
3. Tigrek Recep Firat. Processing Technique for OFDM-Modulated Wideband Radar Signals: thesis Delft University of Technology. – Dutch: The Netherlands, 2010. – 180 p.
4. Alamouti Siavash M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications // IEEE journal on elect areas in communications. – 1998. – Vol. 16, № 8. – October. – P. 1451–1458.
5. Modeling the Indoor MIMO Wireless Channel /Jon W. Wallace, Michael A. Jensen //IEEE transactions on antennas and propagation. – 2002. – Vol. 50, № 5. May. – P. 591–599.
6. Оценка сдвига частоты для процедуры Initial Ranging в системе «мобильный WiMax» / Д.Ю. Майков, А.Я. Демидов, Н.А. Каратаева, Е.П. Ворошилин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 59–63.

Вершинин Александр Сергеевич

Аспирант каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУРа

Тел.: 8-913-804-94-64

Эл. почта: vershkoff@sibmail.com

Коротков Дмитрий Андреевич

Аспирант каф. ТОР ТУСУРа

Тел.: 8-923-409-06-86

Эл. почта: kog_dm@sibmail.com

Ворошилин Евгений Павлович

Канд. техн. наук, зав. каф. ТОР ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл. почта: nvi@sibmail.com

Vershinin A.S., Korotkov D.A, Voroshilin E.P.

Model of the physical layer in the system of broadband wireless access with the space-time coding

The paper presents a mathematical description of signals, channel distribution and algorithm of space-time coding system of wireless broadband access. Results of modeling systems use the technology MIMO (multiple input multiple output) mode to increase speed and coverage. The results presented in the article were obtained for the frequencies 2.4–2.7 GHz. To describe the MIMO-system, the model takes into account: multipath propagation channel, moving the mobile station relative to the base and reflective objects, the spatial arrangement of transmitting and receiving antennas, the offset frequency oscillators.

Keywords: radio propagation channel, the mathematical model the radio channel, technology MIMO, the Doppler frequency shift, the probability of bit error.