УДК 621.391.26 DOI: 10.55648/1998-6920-2022-16-1-3-17

Рекомендации по выбору индекса модуляции в КСШП-системах радиосвязи с модуляцией ВРРМ при работе внутри помещений

В. А. Карболин, В. И. Носов

Проведено исследование вероятности битовой ошибки для модуляции ВРРМ в зависимости от индекса модуляции для каналов внутри помещений КСШП-систем радиосвязи. Приводятся рекомендации по выбору индекса модуляции, оптимального с точки зрения минимальной вероятности битовой ошибки в многолучевом канале передачи данных. Получено аналитическое выражение для вероятности битовой ошибки для модуляции ВРРМ. Представлены графики зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для различных скоростей передачи данных, вычисленных с использованием аналитического выражения и полученных с помощью компьютерного моделирования в системе МАТLAB.

Ключевые слова: короткоимпульсные сверхширокополосные системы радиосвязи, помехоустойчивость, индекс модуляции, двоичная позиционно-импульсная модуляция, BPPM, UWB, Indoor UWB, КСШП.

1. Введение

Известно, что для двоичной позиционно-импульсной модуляции (дПИМ; Bipolar Pulse Position Modulation, BPPM) в канале АБГШ короткоимпульсных сверхширокополосных систем радиосвязи (КСШП) существует оптимальный с точки зрения минимума вероятности битовой ошибки индекс модуляции δ , который определяется исходя из минимума нормированной функции АКФ [1]:

$$\delta = \arg\left\{ \max_{\delta} \left\{ R(0) - R(\delta) \right\} \right\},\tag{1}$$

где δ – индекс модуляции;

$$R(\tau) = \frac{1}{R(0)} \int_{-\infty}^{\infty} (p(t) \cdot p(t-\tau) d\tau) = \frac{1}{E_p} \int_{-\infty}^{\infty} (p(t) \cdot p(t-\tau) d\tau) - \phi$$
ункция нормированной

АКФ;

p(t) – форма модулированного КСШП-символа; $E_p = \int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt$ – энергия импульса.

Из графика функции нормированной АКФ для канала без многолучёвости (рис. 1) следует, что оптимальный индекс модуляции $\delta = 0.9 \times 10^{-10}$ с.

Также известно, что для каналов с многолучевым распространением полученное вышеописанным способом значение индекса модуляции не будет являться оптимальным [1–3]. Более того, вероятность битовой ошибки зависит от импульсной характеристики (ИХ) канала передачи, и при модуляции дПИМ в каналах с многолучевым распространением эта вероятность подвержена асимметрии при приёме нулевого и единичного символов. Также в [4] упоминается связь вероятности ошибки в КСШП-системах связи в многолучевой среде с интервалом [*A*, *B*], который зависит от скорости передачи. Таким образом, существует зависимость вероятности ошибки в КСШП-системах связи в многолучевой среде от: ИХ канала радиосвязи; скорости передачи; формы используемых импульсов; выбранного вида модуляции.



При действии систем КСШП радиосвязи внутри помещений образуется множество путей распространения сигнала от источника к приёмнику, поэтому необходимо тщательно подходить к выбору индекса модуляции. В данной работе предлагаются рекомендации по выбору оптимального индекса модуляции в зависимости от скорости передачи на основе анализа вероятности ошибки в многолучевой среде распространения сигнала.

2. Вид модуляции, импульсная характеристика канала передачи, структурная схема приёмника

Канал передачи данных и его ИХ, применяемые в исследовании, построены по рекомендациям, указанным в [5] (модель канала СМ-1). Подробное описание применяемого вида модуляции, канала передачи и модели системы радиосвязи дано в [6], в данной работе приведём краткие сведения. На рис. 2а представлен вид символов двоичной позиционно-импульсной модуляции, соответствующих передаче «0» и «1» во входном цифровом потоке. На рис. 2б приведена импульсная характеристика многолучевого канала, соответствующая модели СМ-1. Радиоприёмное устройство, используемое в модели системы радиосвязи (рис. 3), построено на основе схемы корреляционного приёма. Данная схема характеризуется наличием локальной копии принимаемого сигнала (шаблона для корреляции).



Рис. 2а. Канальные символы модуляции

Рис. 2б. ИХ радиоканала (СМ-1)

3. Определение вероятности ошибки для каналов с многолучевым распространением при модуляции ВРРМ

Сигнал с модуляцией ВРРМ можно представить в виде:

$$s(t) = \sum_{m} p(t - mT - d_m \cdot \delta), \qquad (2)$$

где d_m – принимает значения 0 и 1;

 δ – индекс модуляции;

T – длительность символа;

p(t) – форма передаваемого символа, в данном случае вторая производная импульса Гаусса

$$\left(g_{2}(t) = \frac{d(g_{1}(t))}{dt} = -K_{2} \cdot \left(2t/\tau^{2}\right) \cdot e^{-(t/\tau)^{2}}, \quad K_{2} = \sqrt{\frac{\tau E_{1}}{\sqrt{\pi/2}}}\right).$$



Рис. 3. Модель КСШП-системы радиосвязи

В корреляционном приёмнике определяется коэффициент корреляции для модуляции ВРРМ:

$$R(\tau) = \frac{1}{E_p} \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t-\tau)dt .$$
(3)

График коэффициента корреляции (нормированной АКФ) представлен на рис. 1. Принятый сигнал, прошедший через канал связи, можно представить выражением:

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) = \sum_{l=1}^{L} \sum_{m=1}^{\infty} \alpha_l \cdot p(t - mT - d_m \cdot \delta - \tau_l) + n(t) , \qquad (4)$$

где h(t) – ИХ радиоканала;

α_l, *τ_l* – амплитудные коэффициенты и времена прихода лучей ИХ в точку приёма соответственно;

n(t) – АБГШ; p(t) – форма передаваемого символа;

* - операция свёртки.

Обычно для двоичной ПИМ шаблон для корреляции в приёмнике задаётся выражением:

$$\omega(t) = p(t) - p(t - \delta), \qquad (5)$$

где p(t) – форма передаваемого символа;

 δ – индекс модуляции.

Тогда напряжение на выходе коррелятора приёмника будет равно:

$$g(mT) = \int_{0}^{T_{symb}} r(t) \cdot \omega(t) \cdot dt = \int_{0}^{T_{symb}} r(t) \cdot \left[p(t - mT - \tau_0) - p(t - \delta - mT - \tau_0) \right] \cdot dt , \quad (6)$$

5

где τ_0 – время прихода первого луча в приёмник.

Решение принимается на основе:

$$g(mT) \ge 0 \to cumbon \ 0$$

$$g(mT) < 0 \to cumbon \ 1$$
(7)

Необходимо заметить, что если бы длительность ИХ была меньше длительности символа *T*, то при передаче символа среднестатистическое значение напряжения на выходе коррелятора:

$$u_0 = M\left\{g(t)/0\right\} = E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \cdot \left\{R(\tau_l - \tau_0) - R(\tau_l - \tau_0 - \delta)\right\},$$
(8a)

соответственно, при передаче единичного символа среднестатистическое значение напряжения на выходе коррелятора:

$$u_{1} = M\left\{g(t)/1\right\} = E_{p} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{R(\tau_{l} - \tau_{0} + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0})\right\},$$
(86)

где $M\{\cdot\}$ – операция математического ожидания; R(t) – функция коэффициента корреляции.

Но поскольку длительность ИХ намного больше длительности символа, то возникает межсимвольная интерференция (МСИ). В выражениях (8а), (8б), так же как в работах [2, 3], учитывается интерференция от отсчётов ИХ канала связи в пределах одного символа (длительность ИХ радиоканала меньше длительности символа). Чтобы учесть МСИ, необходимо изменить выражения (8а), (8б).

Рассмотрим процесс многолучевого распространения сигнала через анализ ИХ. Для простоты рассмотрим двоичную амплитудную импульсную модуляцию. На графике, изображённом на рис. 4, представлена тестовая ИХ канала (а) и тестовая импульсная последовательность (модуляция двоичная амплитудная импульсная (дАИМ, ВРАМ)) (б) для передачи через канал.



Рис. 4а. Тестовая ИХ канала

Рис. 4б. Тестовая последовательность

На рис. 5 представлены отклики канала на входную тестовую последовательность от 1-го (а), 2-го (б), 5-го (в) лучей и совмещённые отклики от всех лучей с окном интегрирования в приёмнике (г).



Рис. 5. Отклики канала на входную тестовую последовательность

В работе [4] введено понятие интервала [A, B] – это интервал, при попадании отсчётов ИХ в который появляется МСИ. Этот интервал равен удвоенному значению длительности импульса p(t). Это понятие можно использовать для оценки количества отсчётов ИХ, которые будут влиять на МСИ. Используя это понятие, можно увидеть, что при длительной передаче, намного большей по времени, чем длительность ИХ, все отсчёты ИХ с кратностью периода символа, находящиеся в пределах интервала [A, B], будут вносить вклад в МСИ. На рис. 6 показаны интервалы $[A, B]_k$ для тестовой передаваемой последовательности и ИХ, представленных на рис. 4. Точка D является началом окна интегрирования в приёмнике.



Рис. 6. Интервалы [А, В]

Заметим, что отсчёты ИХ, входящие в первый интервал $[A, B]_1$ (во вторую его половину, интервал $[D, B]_1$ (рис. 6)), будут давать вклад, который усиливает интерференцию от текущего передаваемого символа, остальные же отсчёты ИХ, относящиеся к интервалам $[A, B]_{k\neq 1}$, следующим с кратностью периода символов, будут вносить искажения от предшествующих символов передаваемой последовательности. Данное обстоятельство продемонстрировано на рис. 7. Формула для нахождения отклика канала на интервале окна интегрирования символа M:

значение_{ОШнт}(M) = $s_M(t) * [A, B]_1 + s_{M-1}(t) * [A, B]_2 + s_{M-2}(t) * [A, B]_3 + s_{M-3}(t) * [A, B]_4$ (9)



Рис. 7. Интервалы [A,B]_{i=1...4}, создающие МСИ на интервале окна интегрирования символа М

Чтобы учесть МСИ от интервалов $[A, B]_k$ для дПИМ, необходимо увеличить интервал [A, B] на удвоенную величину индекса модуляции: 2× δ . На рис. 8 показан интервал [A, B] для двоичной ПИМ ($[A, B]_{д\Pi UM}$) и интервал [A, B] для двоичной АИМ ($[A, B]_{дAUM}$).



Рис. 8. Интервалы $[A, B]_{\partial\Pi UM}$ и $[A, B]_{\partialAUM}$

Таким образом, вклад в напряжение на выходе коррелятора для дПИМ будет не только от отсчётов ИХ, находящихся в пределах удвоенного импульса p(t).

Для учёта вклада отсчётов ИХ, входящих во все интервалы $[A, B]_k, k = 1..K$, выражение (8) необходимо изменить следующим образом:

$$u_{0} = M \left\{ g(t)/0 \right\}_{\text{для} [A,B]_{1}} + \\ + M \left\{ \begin{cases} \left\{ g(t)/0 \right\}_{\text{для} [A,B]_{k,k\neq 1}}, \text{ если предшествующий передаваемый символ – ноль } \{0\} \\ \left\{ g(t)/1 \right\}_{\text{для} [A,B]_{k,k\neq 1}}, \text{ если предшествующий передаваемый символ – единица } \{1\} \\ \end{cases} = \\ = M \left\{ \left[E_{p} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0}) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - \delta) \right\} \right]_{\text{для} [A,B]_{1}} \right\} + \\ + M \left\{ \begin{cases} \left[E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT - \delta) \right\} \right]_{\text{для} [A,B]_{k,k\neq 1}} \right\} \\ \left[E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) \right\} \right]_{\text{для} [A,B]_{k,k\neq 1}} \\ \left\{ 1 \right\} \\ \end{cases} \right\}$$
(10)

где K – количество символов, укладывающихся на длительности ИХ, равное количеству интервалов $[A, B]_k$, k = 1..K, т.е. $K = T_{HX}/T$, где T_{HX} – длительность ИХ, T – длительность символа.

Это выражение учитывает вклад в напряжение на выходе коррелятора при передаче символа «0» и состоит из двух слагаемых. Первое слагаемое учитывает вклад от первого интервала $[A, B]_1$, второе слагаемое учитывает вклад от последующих интервалов $[A, B]_{k,k\neq 1}$ и соответственно предшествующих передаваемых символов, которые могут принимать различные значения. Поэтому есть отдельные слагаемые, учитывающие факт передачи символа «0»:

$$\left[E_{p}\sum_{m=1}^{K-1}\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_{l}\cdot\left\{R(\tau_{l}-\tau_{0}-mT)-R(\tau_{l}-\tau_{0}-mT-\delta)\right\}\right]_{\text{ДЛЯ}}\left[A,B\right]_{k,k\neq 1}$$

если же передаётся символ «1»:

9

$$\left[E_{p}\sum_{m=1}^{K-1}\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_{l}\cdot\left\{R(\tau_{l}-\tau_{0}-mT+\delta)-R(\tau_{l}-\tau_{0}-mT)\right\}\right]_{\text{ДЛЯ}}\left[A,B\right]_{k,k\neq1}$$

Соответственно, при передаче символа «1» среднестатистическое значение напряжения на выходе коррелятора:

$$\begin{split} u_{1} &= M \left\{ g(t)/1 \right\}_{\text{для} \left[A,B\right]_{1}} + \\ &+ M \left\{ \begin{cases} \left\{ g(t)/0 \right\}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}}, \text{ если предшествующий передаваемый символ - ноль } \{0\} \\ \left\{ g(t)/1 \right\}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}}, \text{ если предшествующий передаваемый символ - единица } \{1\} \end{cases} \right\} = \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0}) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{1}} \right\} + \\ &+ M \left\{ \begin{cases} \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT - \delta) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT - \delta) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{m=1}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT - \delta) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{l=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT - \delta) \right\} \end{bmatrix}_{\text{для} \left[A,B\right]_{k,k\neq 1}} \left\{ 0 \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{l=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta \right\} \\ &= M \left\{ \begin{bmatrix} E_{p} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l} \cdot \left\{ R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT + \delta) - R(\tau_{l} - \tau_{0} - mT - \delta)$$

Условная дисперсия шума при передаче «0» и «1»:

$$\sigma_0^2 = \operatorname{var}\{g/0\} = \operatorname{var}\{g/1\} = \sigma_1^2 = \sigma^2 = \left(N_0/2\right) E_p \cdot (1-\rho), \quad (12)$$

где *ρ* = *R*(*δ*) – значение функции коэффициента корреляции при смещении, равном индексу модуляции *δ*.

Условная плотность вероятности при передаче «0»:

$$p(g/0) = \left(1/\sqrt{2\pi\sigma^2}\right) exp\left\{-(g-u_0)^2/2\sigma^2\right\}.$$
 (13)

Условная плотность вероятности при передаче «1»:

$$p(g/1) = \left(1/\sqrt{2\pi\sigma^2}\right) exp\left\{-(g-u_1)^2/2\sigma^2\right\}.$$
 (14)

Условная вероятность ошибки при передаче «0»:

$$P_E(g/0) = \int_{-\infty}^{0} p(g/0) dg = \int_{u_0/\sigma}^{\infty} (1/\sqrt{2\pi}) exp(-x^2/2) dx = Q(u_0/\sigma).$$
(15)

Условная вероятность ошибки при передаче «1»:

$$P_E(g/1) = \int_{0}^{\infty} p(g/1) dg = \int_{-u_1/\sigma}^{\infty} (1/\sqrt{2\pi}) exp(-x^2/2) dx = Q(-u_1/\sigma).$$
(16)

Так как передача «0» и «1» равновероятна ($P_0 = P_1 = 0.5$), для двоичной системы передачи имеем вероятность ошибки:

$$P_{E} = 0.5 \cdot Q(u_{0}/\sigma) + 0.5 \cdot Q(-u_{1}/\sigma), \qquad (17)$$

где $Q(z) = \int_{z}^{\infty} (1/\sqrt{2\pi}) exp\{-z^2/2\} dz$.

Используя выражения (10)–(17), можно рассчитать вероятности ошибки для различных индексов модуляции, скоростей передачи.

4. Результаты проведения экспериментальной части

4.1. Эксперимент № 1

1. В качестве основы для проведения расчётов выбрали отношение сигнал/шум (*SNR*) равным вектору значений от -16 дБ до +16 дБ с шагом 0.5 дБ. Отношение сигнал/шум в логарифмическом масштабе (*SNR*_{дБ}) соответствует этому отношению в линейном масштабе $SNR_{lin} = 10^{SNR} (дБ)/10$.

2. Вычислили соотношение E_b/N_0 (E_b – энергия бита, N_0 – спектральная плотность мощности (СПМ) шума) для различных скоростей передачи данных, вектор скорости был выбран с дискретными значениями: $R_b = (100; 400; 1000; 1400)$ Мбит/с. Отношение SNR_{lin} связано с отношением в линейном масштабе (E_b/N_0)_{lin}:

$$SNR_{lin} = \frac{E_b \cdot R_b}{\left(N_0/2\right) \cdot B} = \frac{E_b \cdot \left(1/T_b\right)}{\left(N_0/2\right) \cdot B} = 2 \cdot \frac{E_b/N_0}{\tau_u \cdot q \cdot B}, \quad T_b = \frac{1}{R_b}, \quad (18)$$

где *B* – полоса, в которой сосредоточена СПМ шума, в данном случае её можно принять равной частоте дискретизации сигнала $F_s=10^{11}$ Гц [7];

 τ_u – длительность импульса;

 $q = T_b / \tau_u$ – скважность.

Необходимо отметить: поскольку модуляция двоичная, то время передачи одного бита равно времени передачи одного символа, следовательно, имеем: $T_b = T_{symb}$, $R_b = R_{symb}$, $E_b = E_{symb}$, где T_{symb} , R_{symb} , E_{symb} – время передачи, скорость и энергия символа соответственно. Из (18) получаем:

$$(E_b/N_0)_{lin} = 0.5 \cdot SNR_{lin} \cdot \tau_u \cdot q \cdot F_s.$$
⁽¹⁹⁾

3. Создали массив индексов модуляции $\delta = (5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 25) \cdot 10^{-11}$ с.

4. Создали вектор из 1000 двоичных элементов, передали через радиоканал с заданной ИХ (рис. 2б) с разными скоростями передачи из вектора R и с разными отношениями сигнал/шум (ОСШ), а также изменяли индекс модуляции из вектора δ . В результате рассчитали экспериментальную и аналитическую вероятности ошибки, используя формулы (10)–(17). Чтобы результат, полученный аналитически, соответствовал результату, полученному экспериментально, отношения *SNR* вычислялись до прохождения канала, т.е. вычислялась энергия символа по правилам численного интегрирования: $E_{symb} = T_s \cdot \sum_{n=0}^{L-1} x_n^2$, где T_s – интервал дискретизации; x_n – дискретные отсчёты сигнала во времени; L – количество отсчётов в символе (активная часть сигнала и пауза). Рассчитывали мощность передаваемого символа: $P_{symb} = E_{symb}/T_{symb} = T_s \cdot \sum_{n=0}^{L-1} x_n^2/L \cdot T_s = \sum_{n=0}^{L-1} x_n^2/L$. Соответственно, мощность шума равна $N = P_{symb}/SNR$. Модель шума определяется по выражению: $n = \sqrt{N} \cdot randn(1, L)$, randn(1, L) – выборка из стандартного нормального распределения размером ($I \times L$). В итоге получили одну реализацию вероятности ошибки для каждого значения векторов скорости и шума.

5. Значения для вероятности ошибки аналитическим способом получены в результате усреднения ансамбля реализаций в п. 4 по 1000 независимым испытаниям (различным реализациям вектора двоичных символов), аналогично получены значения в результате проведения эксперимента с использованием модели, усредненные по 30 независимым испытаниям. Данные представлены в виде графиков вероятности ошибки для различных скоростей передачи данных и индексов модуляции в зависимости от *SNR* (рис. 9–12).



Рис. 9а. Скорость 100 Мбит/с (данные получены экспериментально с помощью модели на рис. 3, усреднение по 30 реализациям



Рис. 10а. Скорость 400 Мбит/с (данные получены экспериментально с помощью модели на рис. 3, усреднение по 30 реализациям)



Рис. 11а. Скорость 1000 Мбит/с (данные получены экспериментально с помощью модели на рис. 3, усреднение по 30 реализациям)



Рис. 96. Скорость 100 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализациям)



Рис. 10б. Скорость 400 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализациям)



Рис. 116 Скорость 1000 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализациям)



Рис. 12а. Скорость 1400 Мбит/с (данные получены экспериментально с помощью модели на рис.3, усреднение по 30 реализациям)



Рис. 126. Скорость 1400 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализация)

4.2. Эксперимент № 2

В этом эксперименте задались вектором значений E_b/N_0 от -16 дБ до +16 дБ с шагом 0.5 дБ. Этапы проведения эксперимента соответствуют этапам эксперимента № 1 из п. 4.1. Отметим факт расчёта мощности шума при использовании модели на рис. 3. Зная вектор значений E_b/N_0 , перешли к вектору значений в линейном масштабе $(E_b/N_0)_{lin}$. Зная значение энергии сигнала, вычислили СПМ шума N₀. Для вещественных сигналов формула для расчёта требуемой мощности: $N = 0.5 \times N_0 \times F_s$ [7]. Далее, следуя п. 4 подраздела 4.1, получили вектор шума на $n = \sqrt{N} \cdot randn(1, L) = \sqrt{0.5 \cdot N_0 \cdot F_s} \cdot randn(1, L).$ интервале длительности символа: В результате получили зависимости вероятности ошибки аналитическим способом путём усреднения ансамбля реализаций аналогично п. 4 эксперимента № 1 по 1000 независимым испытаниям (различным реализациям вектора двоичных символов). Также полученные в результате проведения эксперимента с использованием модели значения усреднены по 30 независимым испытаниям. Данные представлены в виде графиков вероятности ошибки для различных скоростей передачи и различных индексов модуляции в зависимости от *E*_b/*N*₀ (рис. 13 - 16).



Рис. 13а. Скорость 100 Мбит/с (данные получены экспериментально с помощью модели на рис. 3, усреднение по 30 реализациям)



Рис. 136. Скорость 100 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализациям)



Рис. 14а. Скорость 400 Мбит/с (данные получены экспериментально с помощью модели на рис. 3, усреднение по 30 реализациям)



Рис. 15а. Скорость 1000 Мбит/с (данные получены экспериментально с помощью модели на рис. 3, усреднение по 30 реализациям)





5. Анализ полученных результатов

Данные с усреднением по 30 реализациям при проведении эксперимента, представленные на графиках (рис. 9а – 16а), демонстрирует сходимость к кривым, полученным с помощью аналитического выражения (рис. 9б – 16б). Это свидетельствует о том, что расчётные значения



Рис. 14б. Скорость 400 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализациям)



Рис. 15б. Скорость 1000 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализациям)



Рис. 16б. Скорость 1400 Мбит/с (данные получены через аналитические зависимости (10)–(17), усреднение по 1000 реализациям)

зависимости вероятности ошибки от ОСШ с использование формул (10)–(17) верны. Следовательно, выражения можно использовать для оценки помехоустойчивости системы с дПИМмодуляцией.

Также видно, что помехоустойчивость системы сильно зависит от индекса модуляции. Например, из графика на рис. 13б видно, что на уровне вероятности ошибки, равном 10⁻⁵, изменение индекса модуляции может приводить к изменению отношения E_b/N_0 на 8 дБ. Это происходит потому, что в ИХ радиоканала имеются пути распространения, в которых разница между временем прихода луча в точку приёма (τ_l) и временем начала очередного символа ($m \cdot T_{symb}$) по модулю совпадает с индексом модуляции (рис. 17), т.е.

$$\left|\tau_l - mT_{symb}\right| = \delta \,. \tag{20}$$



Рис. 17. К определению лучей модуляции дПИМ, дающих значительный вклад в МСИ

Ситуация осложняется, когда амплитуды интерферирующих с основным символом лучей сравнимы с амплитудой основного луча. Рассматривая интервалы [A, B] ИХ радиоканала, можно определять помехоустойчивость системы. Как предлагается в работе [8], удобно использовать понятие совмещённого интервала $[A, B]_u$. Этот интервал получается путём объединения всех интервалов $[A, B]_k k = 1..K$ импульсной характеристики (рис. 18).



Рис. 18. К определению объединённого интервала [А, В]_и

Также следует обратить внимание, что совмещённый интервал $[A, B]_u$ и обычные интервалы [A, B] являются зависимыми от скорости передачи данных. Это подтверждается тем фактом, что при одном и том же индексе модуляции для различных скоростей передачи данных может быть разная вероятность ошибки, как, например, зависимость вероятности ошибки на рис. 146 и 156, соответствующая скоростям передачи 400 Мбит/с и 1000 Мбит/с для индексов модуляции 6×10^{-11} с и 25×10^{-11} с. Система с индексом модуляции 25×10^{-11} с обладает лучшей помехоустойчивостью на скорости передачи данных 400 Мбит/с по сравнению с системой с индексом модуляции 6×10^{-11} с, а на скорости 1000 Мбит/с ситуация меняется на противоположную. Интересно отметить факт, что индекс модуляции 25×10^{-11} с имеет полностью неперекрывающиеся во временной области модулирующие формы сигналов для единицы и нуля – для них $\rho = R(\delta) = 0$. Таким образом, оптимальные индексы модуляции для различных скоростей передачи данных представлены в табл. 1

Скорость передачи, Мбит/с	Индекс модуляции δ , с
100	11×10 ⁻¹¹
400	9×10 ⁻¹¹
1000	9×10 ⁻¹¹
1400	25×10 ⁻¹¹

Таблица 1. Значения оптимальных индексов модуляции в многолучевом радиоканале с модуляцией дПИМ

При выборе индекса модуляции для КСШП-системы радиосвязи с модуляцией дПИМ для обеспечения лучшей помехоустойчивости на заданной скорости необходимо стремиться к выполнению следующих условий:

- не допускать выполнения равенства (20);

– стремиться, чтобы выполнялось равенство условной вероятности ошибки при передаче единичного символа и условной вероятности ошибки при передаче нулевого символа [3]: $P_E(g/1) = P_E(g/0)$.

6. Заключение

Результатом данного исследования является установление аналитической зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ в многолучевом канале при работе внутри помещений для модуляции дПИМ при различных индексах модуляции, что позволяет осуществлять выбор наиболее подходящих параметров КСШП-системы радиосвязи (индекс модуляции, скорость передачи данных) для достижения минимума вероятности ошибки в условиях меняющейся ИХ канала радиосвязи или, для обратной задачи, вычислять вероятность ошибки при заданных параметрах КСШП-системы радиосвязи. Достоверность расчётов подтверждается совпадением графиков вероятности битовой ошибки от ОСШ для различных скоростей передачи данных, полученных с помощью компьютерного моделирования в системе MATLAB.

На основе полученных результатов можно заключить, что помехоустойчивость КСШПсистем радиосвязи с модуляцией дПИМ чувствительна к индексу модуляции, и оптимальный выбор его значения может улучшить производительность до 8 дБ по ОСШ.

Дано обоснование источникам ошибок, возникающих при передаче, с позиции рассмотрения интервалов [*A*, *B*], характеризующих ИХ радиоканала.

Приведены рекомендации по выбору индекса модуляции в многолучевом канале.

Таким образом, в условиях меняющейся ИХ канала радиосвязи можно определять оптимальные параметры КСШП-системы радиосвязи через определённые интервалы времени, делая систему адаптивной к рабочим условиям.

Литература

- 1. Arslan H., Chen Z. N., Di Benedetto M.-G. Ultra wideband wireless communication. John Wiley and Sons, 2006. 500 p.
- 2. *Lijia G., Guangrong Y., Soffiène A.* On the BER performance of pulse-position-modulation UWB radio in multipath channels // Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. Baltimore, MD, USA, 21–23 May, 2002. P. 231–234.
- 3. *Guangrong Y, Lijia G., Shaoqian L.* Performance of UWB time-hopping spread-spectrum impulse radio in multipath environments // Proc. 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, Jeju, South Korea, 22–25 April, 2003. V. 3. P. 1644–1648.
- 4. *Карболин В. А., Носов В. И.* Исследование влияния скорости передачи и частоты дискретизации импульсной характеристики на помехоустойчивость КСШП-системы радиосвязи // Вестник СибГУТИ. 2018. № 2. С. 71–83.
- 5. *Foerster J.* Channel Modeling Sub-Committee Report Final. IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, 2002. 40 p.
- 6. *Карболин В. А., Носов В. И.* Исследование помехоустойчивости КСШП-системы радиосвязи с двоичной позиционной импульсной модуляцией при многолучевом распространении (INDOOR режим) // Материалы РНТК «Современные проблемы телекоммуникаций», СибГУТИ, 25–26 апреля 2019 г. С. 227–230.
- 7. Документация математического пакета MATLAB [электронный pecypc]: URL: https://www.mathworks.com/help/comm/ref/awgnchannel.html (дата обращения: 24.05.2021).
- Karbolin V. A., Nosov V. I., and Kalinin V. O. Performance Analysis of UWB Communication Receiver in Multipath Environment Based on RAKE Receiver // Proc. 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Novosibirsk, June 29–July 3, 2020. P. 98–103.

Статья поступила в редакцию 17.12.2021.

Карболин Виталий Анатольевич

аспирант СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), e-mail: rosinop@yandex.ru.

Носов Владимир Иванович

д.т.н., профессор кафедры цифрового телерадиовещания и систем радиосвязи СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел. (383) 269-82-54, e-mail: nvi@sibguti.ru.

References

- 1. Arslan H., Chen Z. N., Di Benedetto M.-G. Ultra wideband wireless communication. John Wiley and Sons, 2006. 500 p.
- 2. Lijia G., Guangrong Y., Soffiène A. On the BER performance of pulse-position-modulation UWB radio in multipath channels. *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Baltimore, MD, USA, 21-23 May, 2002, pp. 231-234.
- 3. Guangrong Y, Lijia G., Shaoqian L. Performance of UWB time-hopping spread-spectrum impulse radio in multipath environments. *Proc. 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference*, Jeju, South Korea, 22-25 April, 2003, vol. 3, pp. 1644-1648.
- 4. Karbolin V. A., Nosov V. I. *Issledovanie vlijanija skorosti peredachi i chastoty diskre-tizacii impul'snoj harakteristiki na pomehoustojchivost' KSShP-sistemy radiosvjazi* [Investigation of the influence of transmission rate and sampling frequency of impulse response for noise immunity of a short-pulse ultra-wide-band radio communication system]. *Vestnik SibGUTI*. 2018, no. 2, pp. 71-83.
- 5. Foerster J. Channel Modeling Sub-Committee Report Final. *IEEE P802.15-02/368r5-SG3a*, 2002. 40 p.

- 6. Karbolin V. A., Nosov V. I. *Issledovanie pomehoustojchivosti KSShP-sistemy radiosvjazi s dvoichnoj pozicionnoj impul'snoj moduljaciej pri mnogoluchevom rasprostranenii (INDOOR rezhim)* [Investigation of the noise immunity of a short-pulse ultra-wideband radio communication system with binary position pulse modulation in multipath propagation (INDOOR mode)]. *Materialy RNTK «Sovremennye problemy telekommunikacij»*, SibSUTIS, April 25-26, 2019, pp. 227-230.
- 7. Dokumentacija matematicheskogo paketa MATLAB [jelektronnyj resurs] [MATLAB software package documentation]. URL: https://www.mathworks.com/help/comm/ref/awgnchannel.html (access date: 24.05.2021).
- Karbolin V. A., Nosov V. I., and Kalinin V. O. Performance Analysis of UWB Communication Receiver in Multipath Environment Based on RAKE Receiver. *Proc. 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, Novosibirsk, June 29-July 3, 2020, pp. 98-103.

Recommendations for the modulation index choice of UWB radio systems with BPPM in indoor channels

Vitaly A. Karbolin

Postgraduate student, Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences (SibSUTIS, Novosibirsk, Russia), rosinop@yandex.ru.

Vladimir I. Nosov

Doctor of technical sciences, Professor, Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences (SibSUTIS, Novosibirsk, Russia), nvi@sibguti.ru.

The impact of modulation index on the BER performance of BPPM in UWB radio is analyzed in multipath indoor channels. The recommendations for the optimal modulation index choice are drawn up with respect to minimum bit error rate in multipath indoor channel. The theoretical expression for BER performance of BPPM is derived. The BER performance figures for different data rates as a function of a signal to a noise ratio produced by using the theoretical expression and computer simulations are presented. MATLAB is used for computer simulations.

Keywords: short-pulse UWB radio system, BER (bit error rate) performance, modulation index, binary pulse position modulation, BPPM, UWB, Indoor UWB.