



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-1-11-20>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.26

ДВА ПОДХОДА К СОВМЕСТНОМУ ОБНАРУЖЕНИЮ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ЗАМИРАНИЙ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

В.П. ТУЗЛУКОВ

Белорусская государственная академия авиации (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 10 января 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. В настоящей работе предлагаются две различные структуры приемных устройств, совместимых с технологией множественного доступа с разделением каналов при наличии антенной решетки и замираний в каналах связи. Анализируются характеристики двух различных структур коллективных обнаружителей для восходящего или нисходящего каналов связи. Число приемных антенн может быть ограничено в нисходящем канале из-за малого размера приемного устройства мобильной станции. Какие-либо специфические последовательности не рассматриваются. Предполагается синхронизированная система, но она может быть легко сведена к асинхронной системе. Первый обнаружитель использует распределенный декоррелятор, в котором декорреляция выполняется на выходе каждого элемента антенной решетки независимо, и выходы комбинируются согласно максимальному отношению сигнал/помеха. Другой обнаружитель является централизованным декоррелятором, в котором декорреляция выполняется одновременно на всех выходах элементов антенной решетки. Проводится сравнительный анализ распределенного декоррелятора, когда декорреляция сигнала выполняется каждым элементом антенной решетки, и централизованного декоррелятора, когда декорреляция выполняется совместно один раз. Использование распределенного декоррелятора позволяет получать лучшие характеристики системы при наличии гладких замираний в канале связи. Распределенный и централизованный обнаружители обеспечивают одинаковую характеристику при наличии аддитивного белого шума в канале связи. Тем не менее распределенный декоррелятор обладает лучшей характеристикой при наличии замираний в канале связи.

Ключевые слова: антенная решетка, множественный доступ с кодовым разделением каналов, замирания в канале связи, коллективное обнаружение.

Для цитирования. Тузлуков В.П. Два подхода к совместному обнаружению сигналов при наличии замираний в канале связи. Доклады БГУИР. 2021; 19(1): 11-20.

TWO APPROACHES TO MULTIUSER DETECTION OVER FADING CHANNELS

VYACHESLAV P. TUZLUKOV

Belarussian State Aviation Academy (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 10 January 2020

© Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. In this paper, two different receiver structures to multiuser detection that are appropriate for the code-division multiple-access systems with antenna arrays in fading channels are investigated and compared. We analyze and compare the performance of the two different multiuser detection structures for uplink or downlink channels. The number of elements of receiving antenna array may be limited in the downlink channel due to the small size of receivers. We assume a synchronous system, but it can be easily extended to an asynchronous system. The first approach is based on the distributed decorrelator where the signal decorrelation is performed by each receiving antenna element independently and decorrelated outputs are combined according to the maximum ratio. The second approach is the central decorrelator where the signal decorrelation is performed once collectively on the outputs from all elements of receiving antenna array. Both decorrelators provide the same performance in the additive white Gaussian noise channels. The distributed decorrelator provides the better performance in flat fading channels. We employ the decorrelator to demonstrate our results. The results discussed in the present paper can be extended to other configurations such as the blind adaptive space-time multiuser detection.

Keywords: antenna array, code-division multiple-access (CDMA), fading channels, multiuser detection.

For citation. Tuzlukov V.P. Two approaches to multiuser detection over fading channels. Doklady BGUIR. 2021; 19(1): 11-20.

Введение

В последние десятилетия большое внимание уделяется исследованию совместного обнаружения в ММО (multiple-input multiple-output) системах для обеспечения пространственного разнесения сигналов. Мобильные системы связи пятого поколения также широко используют стандарты широкополосного множественного доступа с кодовым разделением каналов при коллективном обнаружении, используя антенные решетки. Пространственно-временная обработка сигналов является одной из новых технологий на основе стандартов широкополосного множественного доступа с кодовым разделением каналов. Пространственно-временная обработка сигналов предполагает применение пространственного разнесения сигналов, используя ММО системы в сочетании с кодированием. Смежные направления исследований в этом направлении учитывают схемы задержки, в которых копии тех же данных передаются посредством множества антенн в различные моменты времени [1–3]. Пространственно-временной алгоритм с решетчатым кодированием был предложен в [4]. Простая схема пространственно-временной обработки кодированных сигналов была предложена в [5] и рассматривается как один из стандартов для мобильной связи пятого поколения [6–10].

В настоящей работе предлагаются две различные структуры приемных устройств, совместимых с технологией множественного доступа с разделением каналов при наличии антенной решетки и замираний в каналах связи. Исследуются и анализируются характеристики двух различных структур обнаружителей для восходящего и нисходящего каналов связи систем коллективного пользования. Число приемных антенн может быть ограничено в нисходящем канале из-за малого размера приемного устройства мобильной станции. Какие-либо специфические последовательности не рассматриваются. Предполагается синхронизированная система, но она может быть легко сведена к асинхронной системе. Первый обнаружитель использует распределенный декоррелятор, в котором декорреляция

выполняется на выходе каждого элемента антенной решетки независимо, и выходы комбинируются согласно максимальному отношению сигнал/помеха. Другой обнаружитель является централизованным декоррелятором, в котором декорреляция выполняется одновременно на всех выходах элементов антенной решетки. В работе показано, что эти два обнаружителя обеспечивают одинаковую характеристику при наличии аддитивного белого шума в канале связи. Однако распределенный декоррелятор обладает лучшей характеристикой при наличии замираний в канале связи. Исследования могут быть расширены относительно других конфигураций, таких как скрытое адаптивное пространственно-временное совместное обнаружение [11].

Модель системы

Распределенный декоррелятор. Модель системы, основанной на распределенном декорреляторе, представлена на рис. 1.

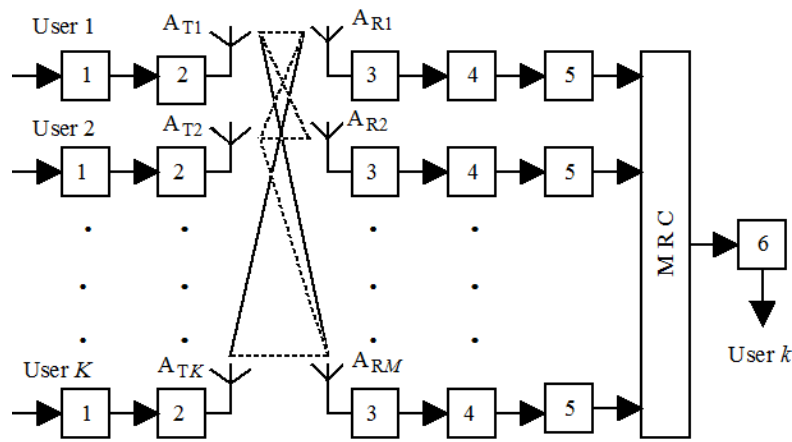


Рис. 1. Схема системы с распределенным декоррелятором: A_T – передающая антенна, A_R – принимающая антенна, MRC – блок суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала, 1 – блок двоичной фазовой модуляции, 2 – блок расширения спектра, 3 – полосовой фильтр, 4 – блок сжатия спектра, 5 – блок обратной корреляционной матрицы сигнатуры сигнала, 6 – блок принятия решения
Fig. 1. Distributed decorrelator system: A_T – transmit antenna, A_R – receive antenna; MRC – maximal ratio combining block, 1 – BPSK block, 2 – spreading block, 3 – band pass filter, 4 – despreading block, 5 – R^{-1} block, 6 – decision making block

Обозначим общее число пользователей K , полагая, что они передают сигналы одновременно посредством узкополосного канала связи. Предположим, что передаваемые информационные сигналы представляют собой синхронизированные символы, а полоса пропускания канала связи широкая настолько, что можно игнорировать межсимвольные помехи (межсимвольную интерференцию). В течение битового интервала сигнал, переданный k -м пользователем, можно представить как $b_k \in \{-1, +1\}$, и сигнатура сигнала, т. е. зависимость амплитуды и фазы сигнала на выходе передающего устройства от времени, может быть представлена в виде $p_k(t)$. Если число элементов антенной решетки обозначим M , вектор сигнала, принимаемого i -м элементом антенной решетки, можно определить как $r_i(t) = \mathbf{p}(t)\mathbf{A}_i\mathbf{E}\mathbf{b} + n_i(t)$, где $\mathbf{A}_i = \text{diag} \{a_c(i,1)a_g(i,1), a_c(i,2)a_g(i,2), \dots, a_c(i,K)a_g(i,K)\}$,

$\mathbf{p}(t) = \{p_1(t), p_2(t), \dots, p_K(t)\}$, $\mathbf{E} = \text{diag} \{e_1, e_2, \dots, e_K\}$, $\mathbf{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_K\}^T$, $n_i(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум на входе i -го элемента антенной решетки. Элемент $A_i(k, k) = a_c(i, k)a_g(i, k)$ представляет собой коэффициент усиления при передаче сигнала по каналу связи от k -го пользователя к i -му элементу антенной решетки; $a_c(i, k)$ и $a_g(i, k)$ представляют собой коэффициент затухания в канале связи и коэффициент усиления антенной решетки при передаче сигнала по каналу связи от k -го пользователя к i -му элементу антенной решетки. Поскольку величина коэффициента усиления антенной решетки нормализована, коэффициент

усиления антенной решетки $a_g(i, k)$ определяет направление прихода сигнала и угловой разброс. Также $\mathbf{p}(t)$ – вектор сигнатуры сигнала пользователя; \mathbf{E} и \mathbf{b} есть матрица амплитуд и вектор данных K пользователей, где $\{b_1, b_2, \dots, b_K\}^T$ – транспонированная матрица. Сигнатуры сигнала $p_k(t), k = 1, \dots, K$ вещественные, линейно независимые и нормализованные к длительности бита T_b , т. е. $\int_0^{T_b} p_k^2(t) dt = 1$. После сжатия кода вектор сигнала на выходе i -го элемента антенной решетки имеет вид

$$\mathbf{y}'_i = \int_0^{T_b} \mathbf{p}(t)^T r(t) dt = \mathbf{R}_p \mathbf{A}_i \mathbf{E} \mathbf{b} + \mathbf{n}'_i, \quad \mathbf{n}'_i = \int_0^{T_b} \mathbf{p}(t) n_i(t) dt = \{n_{i_1}, n_{i_2}, \dots, n_{i_K}\}^T \quad (1)$$

и \mathbf{R}_p – корреляционная матрица сигнатур сигнала; k -я строка и l -й столбец матрицы \mathbf{R}_p определяются следующим образом:

$$R_p(k, l) = \int_0^{T_b} p_k(t) p_l(t) dt. \quad (2)$$

Вектор сигнала на выходе i -го элемента антенной решетки после декорреляции имеет вид $\mathbf{y}' = \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{y}'_i = \{y_{i_1}, y_{i_2}, \dots, y_{i_K}\}^T = \mathbf{A}_i \mathbf{E} \mathbf{b} + \hat{\mathbf{n}}_i$, (3)

где y_{i_1} – сигнал на выходе декоррелятора, согласованный с $p_1(t)$ на выходе i -го элемента антенной решетки и $\hat{\mathbf{n}}_i = \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{n}'_i = \{n_{i_1}, n_{i_2}, \dots, n_{i_K}\}^T$. Комбинация, при которой достигается наилучшая характеристика, является комбинацией, при которой выход каждого согласованного фильтра умножается на соответствующий комплексно-сопряженный коэффициент усиления канала связи. Тогда переменная Y_k сигнала от k -го пользователя после объединения максимального отношения M элементов принимающей антенной решетки может быть представлена в виде $Y_k = \{a_c(1, k) a_g(1, k), a_c(2, k) a_g(2, k), \dots, a_c(M, k) a_g(M, k)\}^* \mathbf{y}_k, \mathbf{y}_k = \{y_{k_1}, y_{k_2}, \dots, y_{k_M}\}^T$.

Тогда принятие решения для k -го пользователя основано на определении $\hat{b}_k = \text{sign}(Y_k)$.

Централизованный декоррелятор. Модель системы, основанной на централизованном декорреляторе, представлена на рис. 2.

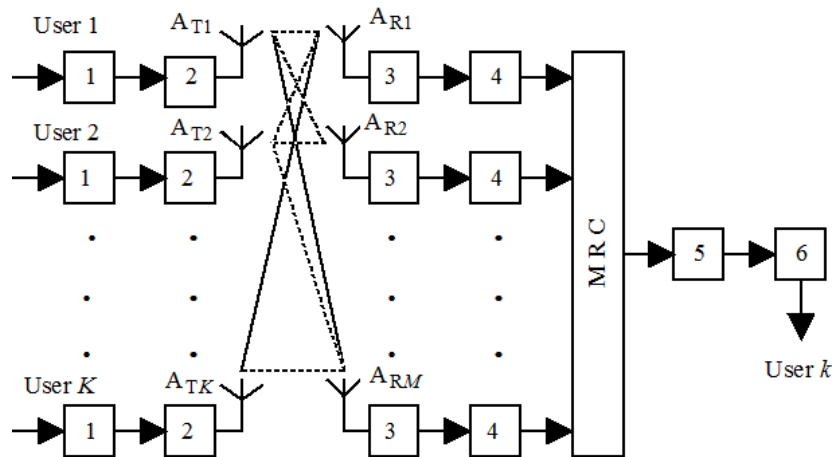


Рис. 2. Схема системы с централизованным коррелятором: A_T – передающая антенна, A_R – принимающая антенна, MRC – блок суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала, 1 – блок двоичной фазовой модуляции, 2 – блок расширения спектра, 3 – полосовой фильтр, 4 – блок сжатия спектра, 5 – блок обратной корреляционной матрицы сигнатур сигнала, 6 – блок принятия решения

Fig. 2. Centralized decorrelator system: A_T – transmit antenna, A_R – receive antenna, MRC – maximal ratio combining block, 1 – BPSK block, 2 – spreading block, 3 – band pass filter, 4 – dispersing block, 5 – R^{-1} block, 6 – decision making block

Вектор принимаемого сигнала M элементами принимающей антенной решетки может быть представлен в следующем виде

$$\begin{cases} \mathbf{r}(t) = \mathbf{p}(t)\mathbf{A}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n}(t), A(m, k) = a_c(m, k)a_g(m, k), \mathbf{P}(t) = \text{diag}\{p_1(t), p_2(t), \dots, p_K(t)\}, \\ \mathbf{E} = \text{diag}\{e_1, e_2, \dots, e_K\}, \mathbf{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_K\}^T, \mathbf{n}(t) = \{n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)\}^T. \end{cases} \quad (4)$$

Элемент антенной решетки $A(m, k)$ осуществляет комплексное усиление передачи сигнала от k -го пользователя к m -му элементу антенной решетки; $n_m(t)$ – аддитивный гауссовский шум на входе m -го элемента антенной решетки. Матрица \mathbf{A}_i в распределенном декорреляторе является диагональной матрицей, в то время как матрица \mathbf{A} в централизованном декорреляторе не является диагональной матрицей. При оптимальном сложении сигналов и сжатии, сигнал, передаваемый k -м пользователем, имеет вид

$$y_k(t) = \frac{\mathbf{A}_k^H}{\|\mathbf{A}_k\|} \int_0^{T_b} p_k(t) \mathbf{r}(t) dt, \quad (5)$$

где \mathbf{A}_k^H – эрмитово транспонирование k -го столбца матрицы \mathbf{A} . Вектор \mathbf{y}' (3) можно записать как $\mathbf{y}' = \mathbf{R}\mathbf{D}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n}'$; $\mathbf{D} = \text{diag}\{\|\mathbf{A}_1\|, \|\mathbf{A}_2\|, \dots, \|\mathbf{A}_K\|\}$; $\|\mathbf{A}_i\| = \sqrt{|A_{i,1}|^2 + |A_{i,2}|^2 + \dots + |A_{i,M}|^2}$, $A_{i,j}$ определено в (4). Вектор \mathbf{n}' определен в (1), где η_k – результат замены $\mathbf{r}(t)$ в (5) на $\mathbf{n}(t)$; \mathbf{R} – комбинированная корреляционная матрица с элементами $R(k, l) = \frac{\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_l}{\|\mathbf{A}_k\| \times \|\mathbf{A}_l\|} \int_0^{T_b} p_k(t) p_l(t) dt$.

Корреляционная матрица \mathbf{R} может быть представлена как поэлементное произведение двух корреляционных матриц $\mathbf{R} = \mathbf{R}_A \times \mathbf{R}_P$, где \mathbf{R}_A – корреляционная матрица векторов сигналов пользователей и \mathbf{R}_P – корреляционная матрица сигнатур сигналов пользователей (2). Поэтому $R(k, l) = R_A(k, l)R_P(k, l)$. Равенство $\mathbf{R} = \mathbf{R}_P$ справедливо только для каналов с аддитивным белым гауссовским шумом. На выходе централизованного декоррелятора вектор решающей статистики имеет вид

$$\mathbf{Y} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}' = \mathbf{D}\mathbf{E}\mathbf{b} + \hat{\mathbf{n}}, \quad (6)$$

где вектор помехи $\hat{\mathbf{n}} = \mathbf{R}_P \mathbf{n}' = \{n_1, n_2, \dots, n_K\}^T$. Вектор оцениваемых информационных бит имеет вид $\hat{\mathbf{b}} = \text{sign}(\mathbf{Y})$. При использовании распределенного декоррелятора выполняется линейное преобразование каждым элементом антенной решетки с целью удаления дополнительных помех. Для приемной антенной решетки с M элементами линейное преобразование должно выполняться M раз. Централизованный декоррелятор выполняет линейное преобразование \mathbf{R}^{-1} только один раз над суммарным вектором выходных сигналов приемных антенн. Таким образом, обработка сигналов может быть не такой алгоритмически сложной.

Анализ характеристик

Распределенный декоррелятор. Мы рассматриваем характеристику системы при двоичной фазовой модуляции передаваемых сигналов с порядком разнесения M . На выходе устройства оптимального сложения разнесенных сигналов k -го пользователя формируется процесс $Y_k = \text{Re} \left\{ \sqrt{E_b} \sum_{i=1}^M |a_c(i, k) a_g(i, k)|^2 + \sum_{i=1}^M a_c^*(i, k) a_g^*(i, k) n(i, k) \right\}$, E_b – энергия на один бит k -го пользователя, $\text{Re}(x)$ – действительная часть аргумента x . Для определения дисперсии $n(i, k)$ необходимо для начала определить дисперсию η_i элемента вектора \mathbf{n}'_i (1). Гауссовская помеха после сжатия i -м элементом антенной решетки может быть определена как $\eta_{i,k} = \int_0^{T_b} p_k(t) n_i(t) dt$. Ковариационная функция определяется как $\text{Cov}(\eta_{i,k}, \eta_{i,l}) = \sigma_i^2 R_P(k, l)$, где σ_i^2 – дисперсия шума i -го элемента антенной решетки. Ковариационная функция вектора \mathbf{n}'_i равна

$Cov(\mathbf{n}') = \sigma_i^2 \mathbf{R}_P$. После воздействия декоррелятора \mathbf{R}_P^{-1} ковариационная функция равна $Cov(\hat{\mathbf{n}}) = \sigma_i^2 \mathbf{R}_P^{-1}$. Определим вероятность ошибок, зависящую от фиксированного набора элементов вектора \mathbf{A}_i . Условная вероятность ошибок усредняется относительно распределения плотности вероятностей элементов $A_i(k, k), \forall i$. Для фиксированного набора элементов $A_i(k, k)$ функция решения является гауссовской случайной величиной с математическим ожиданием и дисперсией $E(Y_k) = \sqrt{E_b} \times \sum_{i=1}^M |a_c(i, k) a_g(i, k)|$, $Var(Y_k) = 1/2 R_P^{-1}(k, k) \sum_{i=1}^M |a_c(i, k) a_g(i, k)|^2 \sigma_i^2$ соответственно. Коэффициент 1/2 обусловлен дисперсией реальной части симметричной комплексной переменной [12, 13].

Предположим, что дисперсия помехи на всех элементах антенной решетки одинакова $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ [14], и бит, переданный k -м пользователем, $b_k = 1$. Тогда при этих значениях математического ожидания и дисперсии вероятность $Y_k < 0$ определяется как $P(Y_k < 0) = P_{k_0}(SNR_{bit}) = Q(\sqrt{2SNR_{bit}})$, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-0,5v^2) dv$, где

$$SNR_{bit} = \frac{E^2(Y_k)}{Var(Y_k)} = \frac{4E_b \sum_{i=1}^M |a_c(i, k) a_g(i, k)|^2}{R_P^{-1}(k, k) N_0}. \quad (7)$$

Частота ошибок на бит (BER) для любого k -го пользователя имеет вид [15]

$$BER_k(E_b/N_0) = \int P_{k_0}(SNR_{bit}) p(SNR_{bit}) d(SNR_{bit}) = [0,5(1-\mu)]^M \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1+i}{i} [0,5(1+\mu)]^i. \quad (8)$$

$$\mu = \sqrt{SNR/(1+SNR)}, \quad (9)$$

где \overline{SNR} – среднее значение отношения сигнал/помеха на входе каждого элемента принимающей антенной решетки $\overline{SNR} = (2E_b/N_0) R_P(k, k) E(|a_c(i, k) a_g(i, k)|^2)$.

Централизованный декоррелятор. Принимая во внимание (6), решающая статистика относительно k -го пользователя имеет вид $Y_k = \text{Re} \left\{ \left[E_b \sum_{i=1}^M |a_c(i, k) a_g(i, k)|^2 \right]^{1/2} + n_k \right\}$, где n_k – k -й элемент вектора $\hat{\mathbf{n}}$ после централизованной декорреляции; Y_k – k -й элемент вектора принятия решений \mathbf{Y} в (6). Ковариационная функция вектора \mathbf{n}' равна $\sigma^2 \mathbf{R}$, поскольку $Cov(\eta_k \eta_l) = E \left\{ \sum_{i=1}^M A_{i,k}^H \eta_{i,k} \left[\sum_{j=1}^M A_{j,l}^H \eta_{j,l} \right]^* \right\} \left\{ \|\mathbf{A}_k\| \|\mathbf{A}_l\| \right\}^{-1} = \sigma^2 R_A(k, l) R_P(k, l) = \sigma^2 R(k, l)$, $\eta_{j,k}$ задано в (1). Заметим, что $E(\eta_{i,k} \eta_{j,l}) = 0, \forall i \neq j, \forall k, l$, предполагая, что помехи на i -м и j -м элементах антенной решетки некоррелированные.

Полагаем, что дисперсия помехи на всех элементах антенной решетки одинаковая и равна $\sigma^2 = 1/2 N_0$. Таким образом, ковариационная функция вектора $\hat{\mathbf{n}}$ определяется как $Cov(\hat{\mathbf{n}}) = E \{ \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}' (\mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}')^T \} = E \{ \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}' (\mathbf{n}')^T (\mathbf{R}^{-1})^T \} = \mathbf{R}^{-1} E \{ \mathbf{n}' (\mathbf{n}')^T \} (\mathbf{R}^{-1})^T = \sigma^2 \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} \times (\mathbf{R}^{-1})^T = \sigma^2 \mathbf{R}^{-1}$.

Определим вероятность ошибки, зависящую от фиксированного набора коэффициентов затухания $\mathbf{A}_k = \{a_c(1, k), a_c(2, k), \dots, a_c(M, k)\}$. Условная вероятность ошибок затем усредняется по плотности распределения вероятности \mathbf{A}_k . Для фиксированного множества \mathbf{A}_k функция решения является гауссовской случайной величиной с математическим ожиданием и дисперсией $E(Y_k) = \sqrt{E_b} \|\mathbf{A}_k\| = \sqrt{E_b \sum_{i=1}^M |a_c(i, k) a_g(i, k)|^2}$, $Var(Y_k) = \frac{\sigma^2 R^{-1}(k, k)}{2}$ соответственно.

Отношение сигнал/помеха на бит

$$SNR_{bit} = \frac{4E_b \sum_{i=1}^M |a_c(i, k) a_g(i, k)|^2}{R^{-1}(k, k) N_0} \quad (10)$$

выглядит схожим с (7), но $R^{-1}(k, k)$ включает в себя характеристики канала связи. Выражение для BER сводится к (8) и (9), учитывая \overline{SNR} , заменяя $R_p(k, k)$ на $R(k, k)$.

Предполагаем, что мгновенное значение энергии на бит на каждом i -м элементе приемной антенной решетки есть $4E_b |a_c(i, k)a_g(i, k)|^2$, и увеличение помехи $R^{-1}(k, k)$ асимптотически независимо для большого числа пользователей и элементов приемной антенной решетки. Предположение корректно при $K \geq 2$ и $M \geq 2$, как можно заметить при анализе результатов моделирования. Отметим, что SNR_{bit} в (7) и (10) одинаково для каналов связи при наличии аддитивного белого гауссовского шума, так как $\mathbf{R} = \mathbf{R}_p$. Следовательно, характеристики как распределенного, так и централизованного декоррелятора, одинаковые для каналов связи при наличии аддитивного белого гауссовского шума. При наличии замираний в канале связи знаменатель SNR_{bit} в (7) независим от параметров канала связи, в то время как знаменатель SNR_{bit} в (10) зависит от параметров канала связи. Таким образом, характеристики распределенного декоррелятора обладают большей стабильностью при наличии замираний в канале связи по сравнению с аналогичными характеристиками централизованного декоррелятора.

Анализ результатов моделирования

Характеристика системы с декоррелятором и антенной решеткой оценивается с помощью компьютерного моделирования и сравнивается с аналитическими результатами. Коэффициент усиления замираний в канале связи $a_c(m, k)$ обусловлен рэлеевскими замираниями в канале связи, независимыми в пределах каждого битового интервала и для всех m, k . Считаем, что распространение электромагнитной волны между передатчиком и приемником идентично плоской волне без многолучевого распространения. Коэффициент усиления антенны $a_g(m, k) = \exp(j\varphi_k) \exp[j(m-1)\theta_k]$, где φ_k и θ_k соответствуют направлению прихода сигнала и угловому разбросу для $\varphi_k \in [-\pi, \pi]$ и $\theta_k \in [-\pi, \pi]$, соответственно.

На рис. 3 представлена характеристика BER распределенного декоррелятора для двух пользователей и 2-х и 4-х приемных антенн при наличии рэлеевских замираний в канале связи, используя оптимальное сложение разнесенных сигналов. Используется случайное расширение спектра кодовой последовательности длиной $L = 32$ при нулевом угле приема сигнала и угловом разбросе. Аналитические результаты и моделирование доказывают, что при увеличении количества приемных антенн или элементов антенной решетки улучшаются характеристики системы.

На рис. 4 представлены аналитические результаты и моделирование для централизованного декоррелятора для двух пользователей и 2-, 4-, 6- и 8-элементной антенной решетки или приемных антенн с теми же параметрами, что и на рис. 3.

Из рис. 3, 4 видно, что использование распределенного декоррелятора предпочтительнее по сравнению с применением централизованного декоррелятора. Для всех значений отношения сигнал/помеха между характеристиками распределенного и централизованного декоррелятора наблюдается разница в 0,5 дБ. В случае распределенного декоррелятора, увеличение мощности помехи обуславливается процессом декорреляции и является только функцией взаимокорреляций сигнатур сигнала пользователя, в то время как при централизованном декорреляторе коэффициент усиления замираний в канале связи порождает дополнительное увеличение мощности помехи. Очевидно, что распределенный декоррелятор более робастен по отношению к помехам по сравнению с централизованным декоррелятором при замираниях в канале связи.

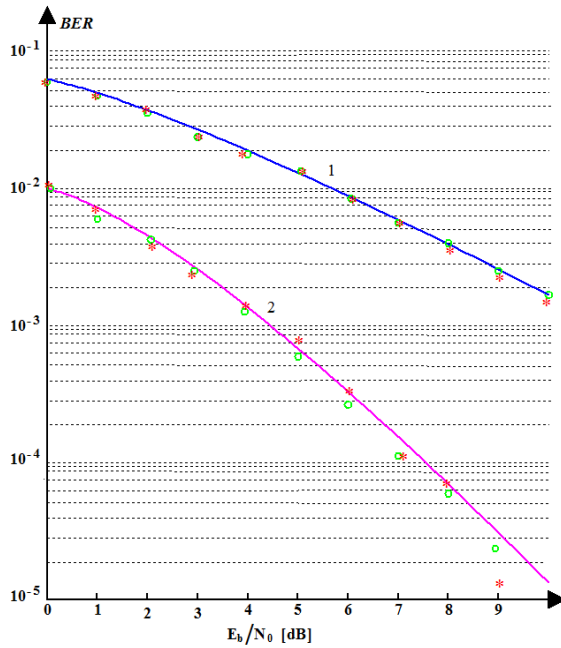


Рис. 3. Вероятность ошибки как функция отношения сигнал/помеха при использовании распределенного декоррелятора; 1 – две, 2 – четыре приемные антенны; сплошная линия – аналитические результаты; моделирование: ○ – первый пользователь; * – второй пользователь
Fig. 3. Probability of error as a function of the signal-to-noise ratio using distributed decorrelator; 2 users; 1 – two and 2 – four receive antennas; solid line – analytical results; simulation: ○ – user 1; * – user 2

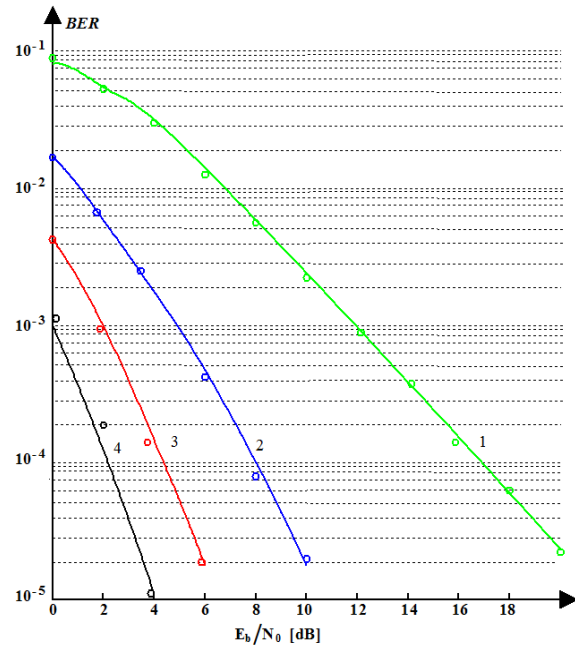


Рис. 4. Вероятность ошибки как функция отношения сигнал/помеха при использовании централизованного декоррелятора; 2 – четыре, 3 – шесть, 4 – восемь приемных антенн; сплошная линия – аналитические результаты; ○ – моделирование
Fig. 4. Probability of error as a function of the signal-to-noise ratio using centralized decorrelator; 2 users; 1 – two, 2 – four, 3 – six, 4 – eight receive antennas; solid line – analytical results ○ – simulation

На рис. 5 представлена характеристика BER для централизованного декоррелятора в случае двух пользователей и 2-, 4- и 6-элементной приемной антенной решетки. Угол приема сигнала равен 45° , и угловой разброс также равен 45° . Можно заметить, что отличие характеристик BER распределенного и централизованного декорреляторов становится меньше при ненулевых углах приема сигнала и углового разброса. Характеристики BER для двух декорреляторов практически неразличимы. Отличные от нуля угол приема и угловой разброс уменьшают разницу между двумя декорреляторами и обладают случайным воздействием на корреляционную матрицу канала \mathbf{R}_A , создавая неоднородные элементы матрицы. Корреляционная матрица \mathbf{R}_P сигнатуры сигнала, передаваемого пользователем, становится доминантной в матрице сложения сигналов \mathbf{R} . В результате несоответствие между двумя матрицами аннулируется.

Аналитические результаты для распределенного декоррелятора со случайными и M -последовательностями с кодом Голда и Уолша для 4-х пользователей и 2-элементной приемной антенной решетки представлены на рис. 6. Угловой разброс равен π . Как и ожидалось, при использовании кода Уолша получается наилучшая характеристика при больших значениях отношения сигнал/помеха. Результаты моделирования подтверждают аналитические расчеты.

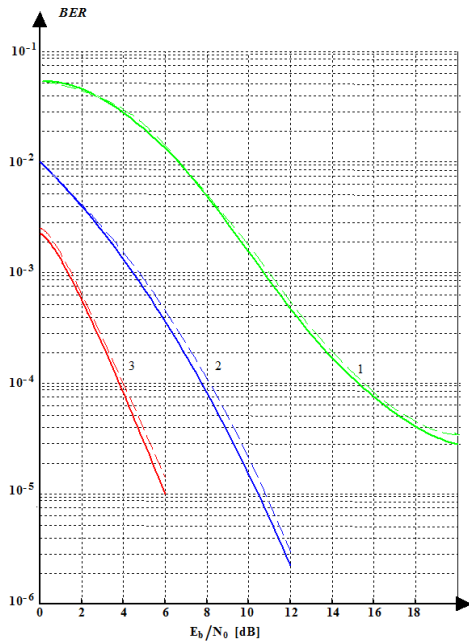


Рис. 5. Вероятность ошибки как функция отношения сигнал/помеха для распределенного (сплошная линия) и централизованного (пунктирная линия) декоррелятора; 2 пользователя; 1 – две, 2 – четыре, 3 – шесть приемных антенн; стохастическое расширение спектра; $L = 32$; рэлеевские замирания

Fig. 5. Probability of error as a function of the signal-to-noise ratio for distributed (solid line) and centralized (dashed line) decorrelators; two users; 1 – two, 2 – four, 3 – six receive antennas; stochastic spreading; $L = 32$; Rayleigh fading

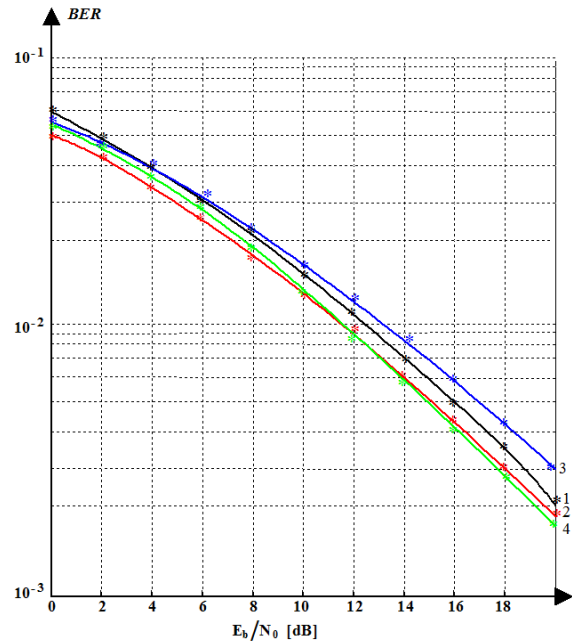


Рис. 6. Вероятность ошибки как функция отношения сигнал/помеха для распределенного декоррелятора; 4 пользователя; 2 приемные антенны; 1 – случайная последовательность $L = 31$; 2 – M -последовательность $L = 31$; 3 – код Голда $L = 31$; 4 – код Уолша $L = 32$; рэлеевские замирания; $\varphi_k = 0, \theta_k = \pi$

Fig. 6. Probability of error as a function of the signal-to-noise ratio for distributed decorrelator; 4 users; 2 receive antennas; 1 – random sequence $L = 31$; 2 – M -sequence $L = 31$; 3 – Gold code $L = 31$; 4 – Walsh code $L = 32$; Rayleigh fading; $\varphi_k = 0, \theta_k = \pi$

Заключение

Выполнен сравнительный анализ двух различных структур обнаружителей, которые соответствуют технологии множественного доступа с кодовым разделением каналов в беспроводных системах связи при наличии антенной решетки или множества антенн. Замирания в канале связи и взаимокорреляционные функции сигнатур сигналов, передаваемых пользователями, суммируются в централизованном декорреляторе, в то время как при использовании распределенного декоррелятора суммируются только взаимокорреляционные функции сигнатур сигналов, передаваемых пользователями. Дисперсия решающей статистики при использовании централизованного декоррелятора изменяется в зависимости от матрицы сложения, которая чувствительна к параметрам канала связи. Декоррелятор используется для демонстрации полученных результатов, хотя результаты настоящей работы применимы для любой многопользовательской системы. Характеристика беспроводной системы связи, использующей распределенный декоррелятор, лучше характеристик беспроводной системы связи, использующей централизованный декоррелятор, при медленных замираниях в каналах связи. Для мобильных систем связи с базовой станцией рекомендуется использовать распределенное обнаружение сигналов при наличии множества пользователей. Для мобильных спутниковых систем связи с гладкими замираниями в канале связи предлагается централизованное обнаружение при наличии множества мобильных станций для уменьшения как сложности в архитектуре, так и нагрузки используемой аппаратуры, что приводит к увеличению срока службы аккумуляторных батарей.

References

1. Jinchao Bao, Zhenqiang Ma, Karagiannidis G.K. Ming Xiao, Zhongliang Zhu. Joint multiuser detection of multidimensional constellation over fading channels. *IEEE Transactions on Communications*. 2017;65(1):504-507.
2. Vempati S.R., Khan H., Tippiarti A. Multiuser detection using particle swarm optimization over fading channels with impulsive noise. *Journal of Communications*. 2016;11(1):23-32.
3. Wang D., Duan T. The multiuser detection under fading channel. *Digital Signal Processing*. 2014;21(1):59-63.
4. Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A.R. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1998;44(2):744-765.
5. Alamouti A. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*. 1998;16(8):1451-1458.
6. Moghaddam S.S., Sadeghi H. A new combination of RAKE receiver and adaptive antenna array beamformer for multiuser detection in WCDMA systems. *International Journal of Antennas and Propagation*. 2011. Article ID 208301. Doi:10.1155/2011/208301.
7. Haddad R. BER performance of antenna array-based receiver using multiuser detection in a multipath channel. *International Journal of Wireless & Mobile Networks (IJWMN)*. 2013;5(3):93-102.
8. *Communications systems: new research*. Ed.: V.P. Tuzlukov. New York: NOVA Science Publishers, Inc.; 2013:423.
9. Tuzlukov V.P. *Contemporary issues in wireless communications. Chapter 4: Signal processing by generalized receiver in DS-CDMA wireless communications systems*. Croatia: INTECH; 2014:79-158.
10. Tuzlukov V.P. *Advances in communications and media research. Chapter 6: Detection of spatially distributed signals by generalized receiver using radar sensor array in wireless communication*. New York: NOVA Science Publishers, Inc.; 2015:143-173.
11. Reynolds D., Wang X., Poor H.V. Blind adaptive space-time multiuser detection with multiple transmitter and receiver antennas. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2002;50(6):1261-1276.
12. Bury K. *Statistic distributions in engineering*. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press; 1999.
13. Grimmett G.R., Stizaker D.R. *Probability and Random Processes. 2nd Edition*. New York: Oxford University Press, USA; 1992.
14. Papoulis A., Pillai S.U. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes. 4th Edition*. New York: McGraw Hill. USA; 2001.
15. Proakis J.G., Salehi M. *Digital Communications. 5th Edition*. New York: McGraw Hill. USA; 2008.

Сведения об авторе

Тузлуков В.П., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой технической эксплуатации авиационного и радиоэлектронного оборудования Белорусской государственной академии авиации.

Адрес для корреспонденции

220096, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Уборевича, 77,
Белорусская государственная академия авиации
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Тузлуков Вячеслав Петрович

Information about the author

Tuzlukov V.P., D.Sci, Professor, Head of the Technical Maintenance of Aviation and Radio Electronic Equipment Department of the Belarusian State Academy of Aviation.

Address for correspondence

220096, Republic of Belarus,
Minsk, Uborevich str., 77,
Belarusian State Academy of Aviation
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Tuzlukov Vyacheslav Petrovich