УДК 621.391.8
DOI: 10.26102/2310-6018/2026.62.11.005

Повышение помехоустойчивости приема широкополосных сигналов в радиосистемах с многоэлементными антеннами

И.А. Горобцов, Е.И. Глушанков✉

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация

Резюме. В статье представлена обработка широкополосных сигналов, применяемых в антенных решетках. Цель работы – повышение помехоустойчивости приема широкополосных сигналов в многоэлементных антенных системах. Для повышения показателя помехоустойчивости приема сигналов – отношения сигнал/шум – рассматриваются два метода. Первый – пространственно-временная обработка сигналов – заключается в обработке пространственных и временных характеристик сигналов для борьбы с замираниями и повышения пропускной способности канала. Второй метод – пространственно-разнесенный прием – совместное использование нескольких сигналов, различающихся по пространственному расположению антенн, с целью снижения влияния замираний. Важным условием для применения данного алгоритма является расстояние между антенными элементами, обеспечивающее минимальную корреляцию между соседними каналами. Проводится сравнение каждого из методов обработки для выявления алгоритмов, обеспечивающих минимальную вероятность битовой ошибки при фиксированном значении отношения сигнал/шум. В статье предлагается подход, объединяющий два вышеописанных метода – совместная оценка в составе одной антенной решетки, реализующая обработку широкополосных сигналов. Представлена математическая модель, реализующая данный подход. Представлены результаты математического моделирования, позволяющие оценить выигрыш в помехоустойчивости совместной оценки по сравнению с алгоритмами пространственно-временной обработки и пространственно-разнесенного приема по отдельности. Представлены перспективы применения данной методики в системах радиосвязи.

Ключевые слова: антенная решетка, MIMO, пространственно-временная обработка сигналов, пространственно-разнесенный прием, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал/шум, помехоустойчивость.

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации по теме: «Разработка фрагмента перспективной сети связи на новых принципах межсетевого обмена для обеспечения технологического лидерства России», соглашение № 071–03-2026-010.

Для цитирования: Горобцов И.А., Глушанков Е.И. Повышение помехоустойчивости приема широкополосных сигналов в радиосистемах с многоэлементными антеннами. *Моделирование, оптимизация и информационные технологии.* 2026;14(11). URL: https://moitvivt.ru/ru/journal/article?id=2643 DOI: 10.26102/2310-6018/2026.62.11.005

Improving the noise immunity of wideband signal reception in radio systems with multielement antennas

I.A. Gorobtsov, E.I. Glushankov✉

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, the Russian Federation

Abstract. The article presents the processing of wideband signals used in antenna arrays. The goal of this work is to improve the noise immunity of wideband signal reception in multielement antenna

© Горобцов И.А., Глушанков Е.И., 2026

systems. Two methods for improving noise immunity in signal reception based on the signal-to-noise ratio criterion are considered. The first method, space-time signal processing, involves processing the spatial and temporal characteristics of signals to combat fading and increase channel capacity. The second method – space diversity reception – is the joint use of several signals, differing in the spatial location of the antennas, in order to reduce the effect of fading. An important condition for the application of this algorithm is the distance between the antenna elements, which ensures the minimum correlation between adjacent channels. A comparison of each of the processing methods is carried out to identify algorithms that provide the minimum probability of a bit error at a fixed value of the signal-to-noise ratio. The article proposes an approach that combines the two methods described above – joint estimation as part of a single antenna array, which implements the processing of wideband signals. A mathematical model implementing this approach is presented. The results of mathematical modeling are presented, allowing one to estimate the gain in noise immunity of the joint estimation in comparison with algorithms of space-time signal processing and space diversity reception separately. The prospects of application of this technique in radio communication systems are presented.

Keywords: antenna array, MIMO, space-time signal processing, space diversity reception, bit error rate, signal-to-noise ratio, noise immunity.

Funding: The study was carried out with financial support from the Ministry of Digital Development, Communications and Mass Media of the Russian Federation on the topic: "Development of a fragment of a promising communication network based on new principles of inter-network exchange to ensure Russia's technological leadership", agreement No. 071–03-2026-010.

For citation: Gorobtsov I.A., Glushankov E.I. Improving the noise immunity of wideband signal reception in radio systems with multielement antennas. *Modeling, Optimization and Information Technology.* 2026;14(11). (In Russ.). URL: https://moitvivt.ru/ru/journal/article?id=2643 DOI: 10.26102/2310-6018/2026.62.11.005

Введение

Современные системы радиосвязи повсеместно сталкиваются с проблемой обеспечения требуемого качества сигнала в сложной помеховой обстановке, поскольку рост числа таких систем приводит к интерференции сигналов. Также, как и возникающие электромагнитные поля в ограниченном пространстве, вызванные большим количеством излучающих элементов, складываясь друг с другом, негативно влияют на работу радиоаппаратуры. Применение широкополосных сигналов позволяет частично компенсировать негативное влияние помех, поскольку происходит более эффективное использование частотного спектра, по сравнению с узкополосными сигналами. Однако в городских условиях ввиду многолучевого распространения сигналы приходят на приемную антенную решетку (АР) с разными задержками, амплитудами и фазами сигнала.

На практике применяют различные алгоритмы обработки сигналов, позволяющих улучшить качество принятого сигнала. Среди таких алгоритмов можно выделить пространственно-временную обработку сигналов (ПВОС) и пространственно-разнесенный прием (ПРП).

Среди достоинств алгоритмов ПВОС можно выделить высокую помехозащищенность, вызванную формированием нулей диаграммы направленности антенны в направлениях помех, а также борьбу с внутриканальной и межсимвольной интерференцией, путем разделения пространственных потоков и наличием линий задержек, компенсирующих частотную селективность канала. Недостатком же данных алгоритмов является их чувствительность к рэлеевским замираниям из-за фокусирования на формировании единственного луча в направлении абонента. В случае глубоких замираний, помехоустойчивость сигнала может значительно ухудшиться.

Достоинствами алгоритмов ПРП является простота их технической реализации и эффективность против рэлеевских замираний. Среди недостатков необходимо отметить проблему суммирования помех. В условиях сложной электромагнитной обстановки алгоритмы накапливают мощности помех и шумов и могут складываться с полезным сигналом, что в итоге приводит к его искажению.

Вследствие этих причин исследование методов повышения помехоустойчивости приема сигналов является актуальной задачей. Цель работы – повышение помехоустойчивости приема широкополосных сигналов в многоэлементных антенных системах. В статье представлена методика совместной оценки широкополосных сигналов, реализующих на первом этапе алгоритмы ПВОС, а на втором – ПРП. Рассматривается 16-элементная приемная линейная антенная решетка, представленная на Рисунке 1, с расстоянием l между излучающими элементами, равным половине длины волны λ принимаемого сигнала.

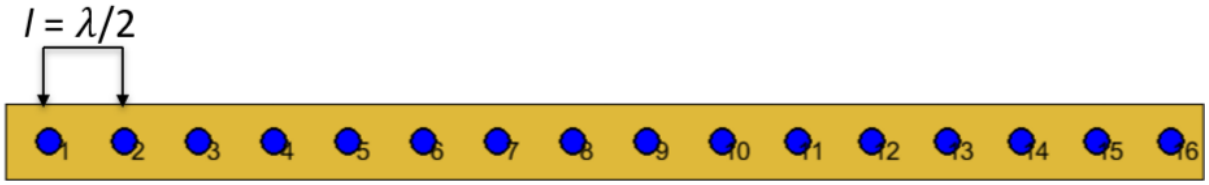


Рисунок 1 – Линейная антенная решетка
Figure 1 – Linear antenna array

Однако, для обеспечения некоррелированности замираний сигналов для обработки ПРП расстояние между антенными элементами должно лежать в диапазоне $\lambda < l < 4\lambda$. В таком случае целесообразно проводить обработку с элементов 1, 6, 11 и 16 для получения минимальной корреляции сигналов, как показано на Рисунке 2.

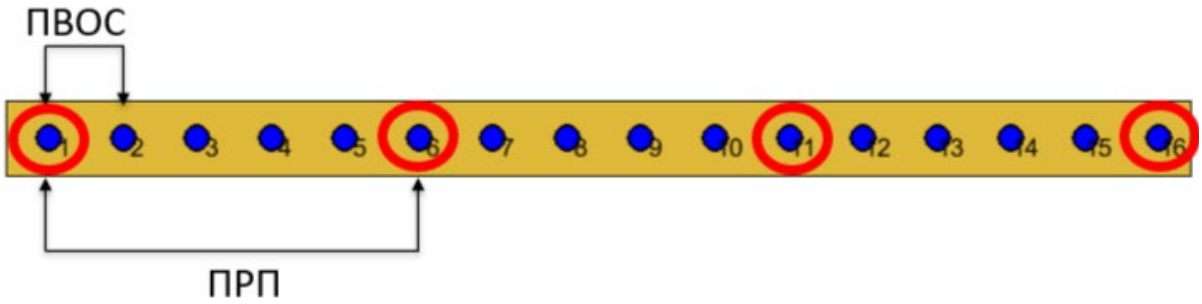


Рисунок 2 – Элементы, с которых будет осуществляться совместная обработка сигналов
Figure 2 – Elements from which joint signal processing will be performed

Материалы и методы

Принятый сигнал представим в виде уравнения наблюдения, полученное с помощью решения стохастических дифференциальных уравнений (СДУ) уменьшенной размерности с помощью векторных функций Ляпунова (ВФЛ) [1]. Методы синтеза и решения СДУ представлены в [2, 3]:

$$y_n(t) = H_{n,m}(q_A, q_\varphi) + \eta_m(t), \quad (1)$$

где $H_{n,m}$ – канальная матрица уменьшенной размерности $N \times M$, N и M – число передающих и приемных антенн соответственно, подверженных методике ВФЛ, q_A, q_φ – коэффициенты квадратурной и синфазной составляющих сигнала соответственно, η_m – вектор аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

В широкополосных системах связи полоса пропускания канала превышает интервал когерентности радиоканала. Это приводит к тому, что во временной области импульсный отклик канала становится многолучевым. В связи с этим, при построении канальной матрицы необходимо учесть комплексные частотно-селективные замирания, которые описывают лучи, приходящие в приемник с различными задержками [2]:

$$H(t,\tau) = \sum_{l=1}^{L} H_l(t)\delta(t-\tau_l),$$

где τ_l – задержка сигнала m-го луча, $\delta(t)$ – символ Кронекера, L – число лучей, а коэффициенты передачи матриц лучей $H_l(t)$ равны:

$$h_{n,m,l} = q_n(R_A) \cdot \left(\cos\left[q_n\left(R_\varphi\right)\right] + j\sin\left[q_n\left(R_\varphi\right)\right]\right),$$

где R_A – вектор элементов корреляционной матрицы амплитуды сигнала, R_φ – вектор элементов корреляционной матрицы фазы сигнала.

Кроме того, широкополосность сигнала приводит к тому, что его корреляционная матрица становится пространственно-временной, учитывающей как корреляцию отсчетов между антенными элементами, так и между соседними символами. В результате выходит, что корреляционная матрица такого сигнала имеет блочно-теплицеву структуру, где блоки, находящиеся вне главной диагонали, описывают межсимвольную интерференцию [4]:

$$R_{yy} = \begin{bmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(K-1) \\ R^H(1) & R(0) & \cdots & R(K-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R^H(K-1) & R^H(K-2) & \cdots & R(0) \end{bmatrix},$$

где $R(\Delta t) = E\{y(t)y^H(t-\Delta t)\}$ – матрицы временных автокорреляционных функций, Δt – сдвиг автокорреляционной функции, $E\{\cdot\}$ – операция вычисления математического ожидания, $(\cdot)^H$ – операция эрмитова сопряжения.

Перед проведением совместной обработки необходимо провести сравнительный анализ эффективности отдельных видов алгоритмов для ПРП и ПВОС. Среди ПРП можно выделить три основных алгоритма: оптимальное сложение, сложение с равными весами и автовыбор [5, 6].

Выходной сигнал с процессора, осуществляющего обработку ПРП примет вид:

$$z_{\text{ПРП}} = w^H y_n,$$

где w – вектор весов алгоритмов ПРП.

Вероятность битовой ошибки будем считать через собственные значения канальной матрицы λ, которые вычисляются из уравнения [7]:

$$|KQ_c - \lambda I| = 0,$$

где Q_c – матрица составляющих коэффициентов передачи, I – единичная матрица, K – матрица пространственной корреляции коэффициентов передачи:

$$K = E\left\{H_{n,m}H_{n,m}^H\right\},$$

Матрица Q_c будет иметь различные значения, в зависимости от выбранного алгоритма пространственного разнесения:

– для алгоритма оптимального сложения Q_c примет вид [5]:

$$Q_{c\ \text{отп сл}} = q \cdot (w_{\text{опт сл}} w_{\text{опт сл}}^H),$$

где q – нормировочный коэффициент, зависящий от типа модуляции и числа передающих антенн:

$$q = \frac{P}{N\eta_0^2}\mu_{mod},$$

где P – мощность передатчика, η_0^2 – тепловой гауссовский шум приемника, μ_{mod} – масштаб евклидова расстояния модуляции.

Вектор весовых коэффициентов (ВВК) при этом определяется как:

$$w_{\text{опт сл}} = \frac{H_{n,m}}{\sqrt{H_{n,m}^H H_{n,m}}}.$$

– поскольку алгоритм сложения с равными весами никак не реагирует на флуктуации амплитуды сигнала, компенсируя только фазовые сдвиги, то матрица Q_c примет вид [5]:

$$Q_{c\ \text{сл вес}} = q \cdot (w_{\text{сл вес}} w_{\text{сл вес}}^H),$$

где $w_{\text{сл вес}}$ определяется как:

$$w_{\text{сл вес}} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\arg(H_{n,m})}.$$

– алгоритм автовыбора среди всех принятых сигналов ищет один канал, который будет иметь максимальное значение отношения сигнал/шум. Поэтому матрица Q_c примет вид [6]:

$$Q_{c\ \text{авто}} = diag\left(0, \dots, q\left|h_{n,m}\right|^2, \dots, 0\right).$$

В результате данных вычислений получаем вектор собственных значений, упорядоченный по убыванию. А поскольку собственные числа отображают распределение энергии полезного сигнала по каналам, то отношение сигнал/шум будет определяться как [7]:

$$SNR_{\text{ПРП}\,n} = \lambda_n.$$

Вероятность битовой ошибки тогда будет определяться как [7]:

$$BER_{\text{ПРП}} = \frac{1}{2}\left[1 - \sum_{k=1}^{n} \frac{\lambda_k^{n-1}}{\prod_{p\neq k}(\lambda_k - \lambda_p)} \sqrt{\frac{\lambda_k}{1+\lambda_k}}\right]. \quad (2)$$

На Рисунке 3 показаны результаты вычисления вероятности битовой ошибки для алгоритмов ПРП при различных видах модуляции.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что алгоритм оптимального сложения дает наибольший выигрыш в ОСШ при любом виде модуляции.

Главной задачей ПВОС на приемной стороне является адаптивное подавление организованных помех и разделение пространственных потоков.

Поскольку лучи приходят с различными задержками, то на каждом такте времени формируется пространственно-временной вектор Y, имеющего размерность $(N \cdot J) \times 1$, где J – число временных отводов [8]:

$$Y_{\text{ПВОС}}(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ y(t-\Delta t) \\ y(t-2\Delta t) \\ \vdots \\ y(t-(J-1)\Delta t) \end{bmatrix}.$$

Сигнал на выходе процессора ПВОС образуется путем умножения вектора Y на вектор весовых коэффициентов W, также имеющего размерность $(N \cdot J) \times 1$:

$$Z_{\text{ПВОС}}(t) = W^H(t) Y_{\text{ПВОС}}(t).$$

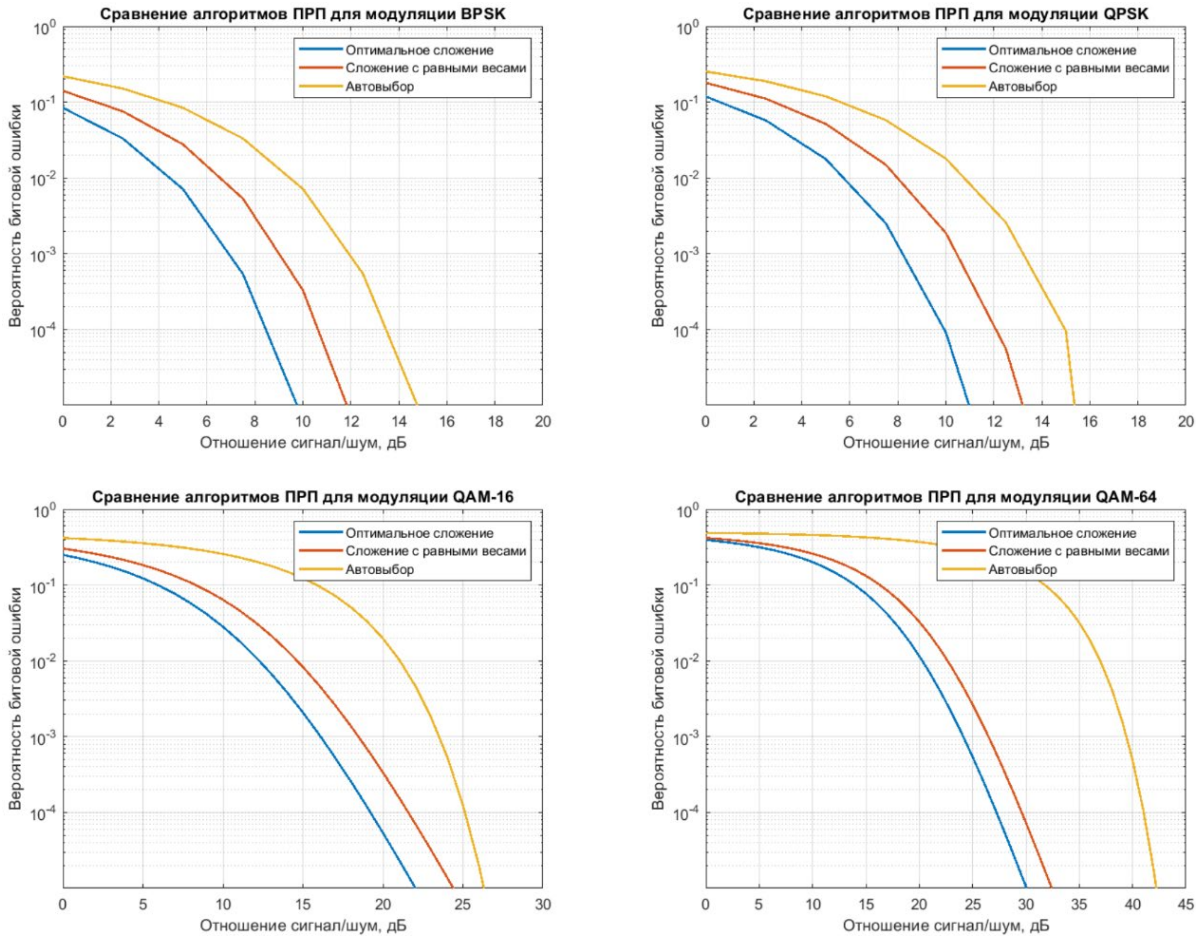


Рисунок 3 – Зависимость вероятности ошибки от ОСШ при различных видах модуляции для алгоритмов ПРП

Figure 3 – Error probability versus signal-to-noise ratio for different modulation types for space diversity reception algorithms

Среди алгоритмов ПВОС рассмотрим LMS, NLMS и RLS.

Алгоритм LMS основан на критерии минимизации среднего квадрата ошибки. На первом этапе вычисляется ошибка фильтрации [9]:

$$e(t) = d_{ref}(t) - W_{LMS}^H(t-1) Y_{\text{ПВОС}}(t), \quad (3)$$

где $d_{ref} = x_1(t)\sqrt{\frac{P_{tx}}{N_t}}$ – опорный обучающий полезный сигнал.

Обновление вектора весовых коэффициентов происходит с помощью уравнения:

$$W_{LMS}(t) = W_{LMS}(t-1) + \mu Y_{\text{ПВОС}}(t) e^*(t),$$

где $(\cdot)^*$ – оператор комплексного сопряжения, μ – постоянный шаг адаптации.

Для алгоритма NLMS предусмотрена динамическая нормализация шага адаптации при нелинейных изменениях амплитуды [9]:

$$W_{NLMS}(t) = W_{NLMS}(t-1) + \frac{\tilde{\mu}}{Y^H(t)Y(t)} \cdot Y_{\text{ПВОС}}(t) e^*(t),$$

где $\tilde{\mu}$ – постоянный коэффициент скорости сходимости.

Алгоритм RLS минимизирует функционал суммарной квадратичной ошибки на основе рекуррентного перерасчета обратной корреляционной матрицы сигналов $R_{YY}^{-1}(t)$ [9].

На первом этапе вычисляется вектор калманского коэффициента усиления:

$$k(t) = \frac{R_{YY}^{-1}(t-1)Y_{\text{ПВОС}}(t)}{\lambda_{rls}+Y^H(t)R_{YY}^{-1}(t-1)Y_{\text{ПВОС}}(t)},$$

где λ_{rls} – коэффициент забывания.

Далее вычисляется ошибка фильтрации с помощью формулы (3), после чего происходит обновление весовых коэффициентов:

$$W_{RLS}(t) = W_{RLS}(t-1) + k(t)\cdot e^*(t).$$

Для расчета следующего ВВК матрицу $R_{YY}^{-1}(t)$ также необходимо обновить:

$$R_{YY}^{-1}(t) = \frac{1}{\lambda_{rls}}[R_{YY}^{-1}(t-1) - k(t)Y_{\text{ПВОС}}^H(t)R_{YY}^{-1}(t-1)].$$

Отношение сигнал/(шум+помеха) (ОСШП) для всех алгоритмов рассчитывается через обобщенную формулу [4, 9]:

$$SINR_{\text{ПВОС}} = \frac{W_{\text{ПВОС}}^H R_{YY} W_{\text{ПВОС}}}{W_{\text{ПВОС}}^H R_{\text{шум+помеха}} W_{\text{ПВОС}}},$$

где $R_{\text{шум+помеха}}$ – корреляция помех и АБГШ.

Вероятность битовой ошибки для всех алгоритмов удобно провести с помощью выражения [2, 5]:

$$BER_{\text{ПВОС}} = a\cdot\Phi(\sqrt{SINR_{\text{ПВОС}}\cdot\mu_{mod}}),$$

где a – константа, зависящая от вида модуляции, μ_{mod} – масштаб евклидова расстояния модуляции, $\Phi(\cdot)$ – функция ошибок.

На Рисунке 4 представлены зависимости вероятности от ОСШП для разных видов модуляции при обработке алгоритмами ПВОС.

Как видно из Рисунка 4, алгоритм RLS дает наибольший выигрыш В ОСШП, что позволяет использовать его в совместной обработке.

При совместной оценке обе системы работают последовательно, образуя двухэтапную обработку.

На первом этапе используется алгоритм RLS, который вырезает из сигнала помехи и разделяет пространственные потоки. Помимо этого, данный алгоритм производит когерентное суммирование полезного сигнала, что позволяет частично компенсировать рэлеевские замирания. На выходе процессора ПВОС получим вектор сигналов:

$$Z_{\text{ПВОС}}(t) = W_{\text{ПВОС}}^H(t)Y_{\text{ПВОС}}(t).$$

На втором этапе происходит обработка ПРП с помощью алгоритма оптимального сложения. Поскольку ПВОС работает со всей АР, то он умножает ВВК на полную канальную матрицу. В результате получаем вектор канального пространства h_{chan}:

$$h_{chan} = W_{\text{ПВОС}}^H H_{i,k}(q_A, q_\varphi).$$

Однако, поскольку в обработке ПРП должна отсутствовать корреляция между каналами, то, соответственно, будет производится обработка с 1, 6, 11 и 16 каналов.

Таким образом, с помощью операции транспонирования, получаем вектор-столбец, длиной 4:

$$h_{chan4} = [h_{chan_1}, h_{chan_6}, h_{chan_11}, h_{chan_16}]^T.$$

Сигнал на выходе ПРП процессора примет вид:

$$z_{\text{СОВМ}}(t) = w_{\text{опт сл}}^H h_{chan4}(t)x(t) + \eta(t).$$

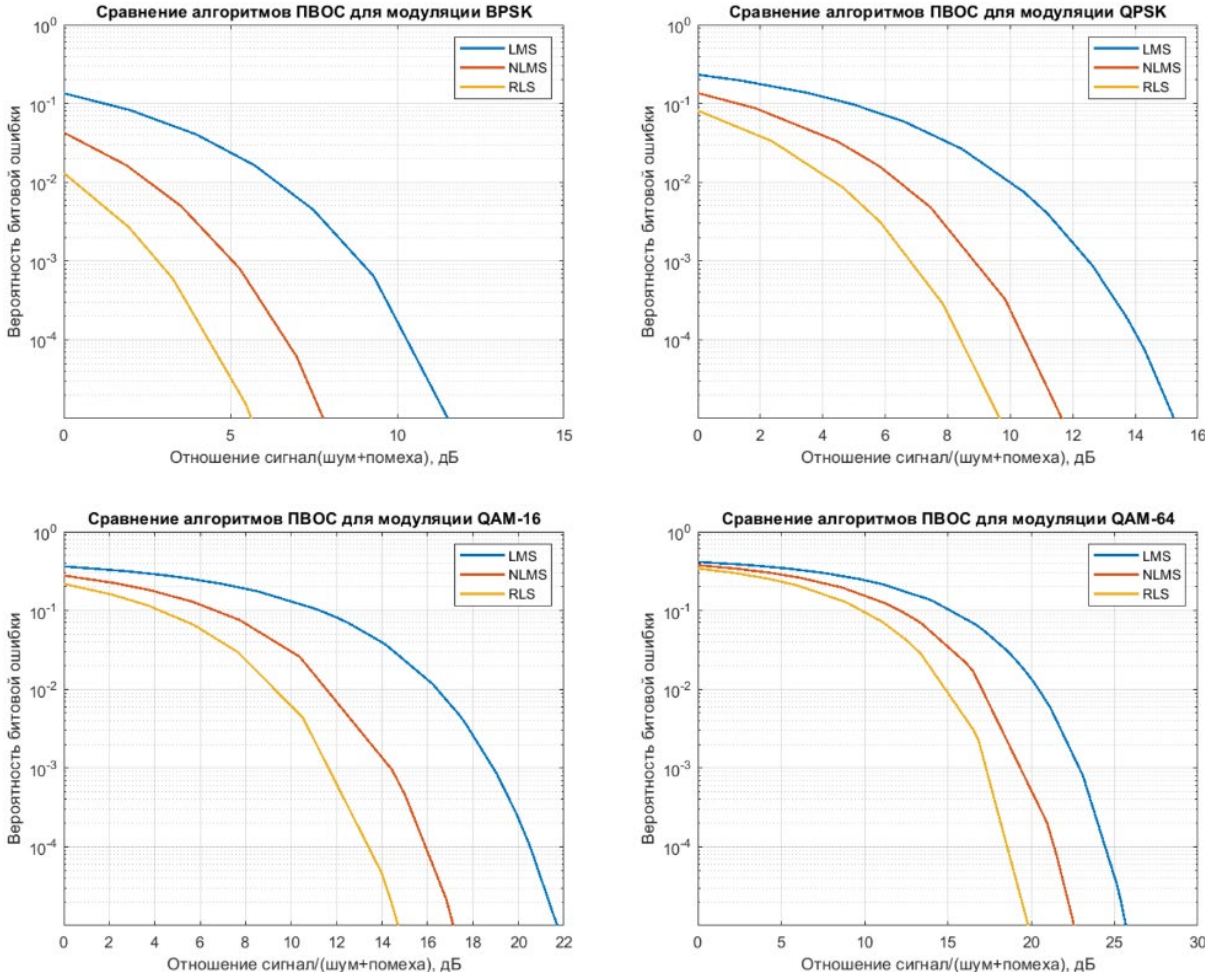


Рисунок 4 – Зависимость вероятности ошибки от ОСШП при различных видах модуляции для алгоритмов ПВОС

Figure 4 – Error probability versus signal-to-interference-plus-noise ratio for different modulation types for space-time signal processing algorithms

Выходной ОСШ на выходе процессора ПРП определяется через отношение корреляционных матриц полезного сигнала и шума, взвешенных по вектору весовых коэффициентов алгоритма оптимального сложения [10]:

$$SNR_{\text{совм}} = \frac{w_{\text{опт сл}}^H R_{\text{пол сиг}}(q_A) w_{\text{опт сл}}}{w_{\text{опт сл}}^H R_{\text{шум}}(q_A, q_\varphi) w_{\text{опт сл}}},$$

где $R_{\text{пол сиг}}$ – корреляционная матрица полезного сигнала, $R_{\text{шум}}$ – корреляционная матрица белого шума:

$$R_{\text{пол сиг}} = h_{chan4} h_{chan4}^H \cdot \frac{P}{M},$$

$$R_{\text{шум}} = w_{RLS}^H R_{\text{шум+помеха}} w_{RLS} I.$$

Поскольку на первом этапе использовалась энергия со всех 16 элементов АР, то на его выходе сформировался один луч, в котором когерентно сложились принятые сигналы. Таким образом, замирания Рэлея были частично сглажены. Это приводит к тому, что вычисление вероятности ошибки через собственные значения канальной матрицы не представляется возможным, поскольку ранг канальной матрицы становится равным единице. Соответственно, будет получено только одно собственное значение канальной матрицы, в то время как остальные будут равны 0. В знаменателе формулы (2) образуется 0, что не позволяет проводить математические операции по данной методике. Поэтому расчет BER будет проводится с помощью функции ошибок:

$$BER_{\text{совм}} = a \cdot \Phi\left(\sqrt{SINR_{\text{совм}}\mu_{mod}}\right).$$

Результаты

Математическое моделирование проводилось в условиях, когда на полезный сигнал воздействует две аддитивные помехи с разными углами прихода и АБГШ. Квадратурная составляющая сигнала описывалась распределением Рэлея, фаза – распределением фон Мизеса-Тихонова.

Зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для совместной оценки сигналов с помощью алгоритмов RLS и оптимального сложения, полученные по представленной методике, а также изолированной обработки ПВОС и ПРП представлены на Рисунке 5.

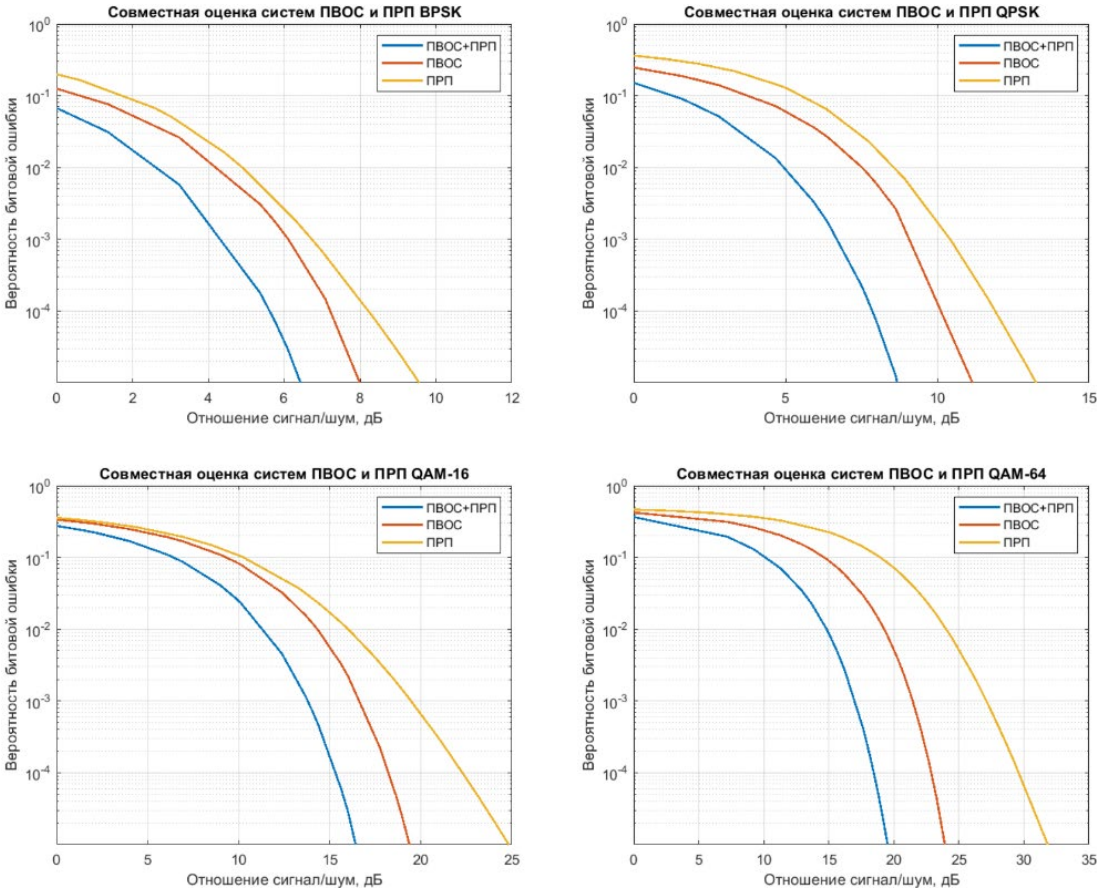


Рисунок 5 – Зависимость вероятности ошибки от ОСШ при различных видах модуляции для совместной обработки и изолированной ПВОС и ПРП

Figure 5 – Error probability versus SNR for different modulation types: joint processing versus isolated space-time signal processing and space diversity reception

На графиках Рисунка 5 отчетливо виден выигрыш в энергетической эффективности совместной обработки по сравнению с изолированными ПВОС и ПРП.

Обсуждение

Как видно из Рисунка 5, совместная обработка сигналов обеспечивает лучшую помехоустойчивость, по сравнению с изолированными системами ПВОС и ПРП. Выигрыш в ОСШ для совместной обработки относительно ПВОС и ПРП представлен в Таблице 1.

Таблица 1 – Выигрыш в ОСШ для совместной обработки сигналов
Table 1 – Gain in signal-to-noise ratio for joint signal processing

Вид модуляции	**Выигрыш совместной обработки в ОСШ при вероятности битовой ошибки, равной 10^{-5}, дБ**	
	ПВОС	**ПРП**
BPSK	1,7	3,2
QPSK	2,4	4,7
QAM-16	2,9	8,4
QAM-64	4,4	12,6

Выигрыш в ОСШ объясняется тем, что по отдельности алгоритмы ПВОС и ПРП не способны решить ряд помеховых проблем. Так, алгоритмы ПРП не способны выделять полезный сигнал на фоне помех, часто складывая их вместе. На этом фоне ОСШ стремительно падает, что не позволяет получить требуемую помехоустойчивость канала. В условиях мощных сосредоточенных помех алгоритмы ПРП могут потерять всю свою работоспособность. Алгоритмы ПВОС формируют единственный луч. Однако, если на данный луч воздействуют глубокие замирания, то, не имея резервных ветвей связи, его помехоустойчивость может ухудшаться.

Совместная обработка нивелирует недостатки данных систем. На первом этапе формируются нули в диаграмме направленности, что позволяет выделить полезный сигнал на фоне помех. Кроме того, за счет наличия временных отводов, решается проблема многолучевости сигналов и межсимвольной интерференции. На втором этапе происходит когерентное сложение сигналов с четырех элементов, между которыми отсутствует корреляция, тем самым компенсируя остаточные провалы мощности вследствие рэлеевских замираний.

Заключение

Моделирование системы совместной обработки показало улучшение помехоустойчивости широкополосных сигналов при различных видах модуляции. Стоит отметить, что совместная обработка обеспечивает вероятность битовой ошибки 10^{-5} при ОСШ около 20 дБ для модуляции QAM-64, в то время как ПВОС такие же значения при модуляции QAM-16. Таким образом, помимо улучшения помехоустойчивости, повысилась и пропускная способность канала при заданном ОСШ. Такая система может быть внедрена в приемные тракты базовых станций Massive MIMO сетей связи 5G, работающих в сложной электромагнитной обстановке, что позволит минимизировать взаимное влияние радиосистем.

Выигрыш совместной обработки по сравнению с изолированной ПВОС возрастает с увеличением порядка модуляции. ПВОС на первом этапе обработки формирует нули в направлении помех, но образует один пространственный луч. Для многопозиционных видов модуляции, где евклидово расстояние между точками

сокращается с увеличением порядка модуляции, сигнал становится крайне чувствительным к замираниям луча. Второй этап обработки ПРП обеспечивает выигрыш от разнесения, увеличивая его порядок до 4. Такая методика позволяет защитить сигнал от провалов мощности.

Выигрыш по сравнению с изолированным ПРП резко растет с увеличением порядка модуляции. Как говорилось ранее, алгоритмы ПРП не выделяют полезный сигнал на фоне помех. В то же время за счет роста порядка модуляции в помеховой обстановке, в алгоритмах ПРП нарушается ортогональность сигналов, что также приводит к резкому ухудшению помехоустойчивости системы.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ / REFERENCES

1. Афанасьев Н.А., Глушанков Е.И., Горобцов И.А., Кирик Д.И. Методика оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств с многоэлементными антенными системами на основе уравнений пониженной размерности. *Инфокоммуникационные технологии*. 2024;22(2):125–132. https://doi.org/10.18469/ikt.2024.22.2.14
   Afanasiev N.A., Glushankov E.I., Gorobtsov I.A., Kirik D.I. Method of Estimating Electromagnetic Compatibility of Radio-electronic Devices with Multielement Antenna Systems Based on Low Dimension Equations. *Infokommunikacionnye Tehnologii*. 2024;22(2):125–132. (In Russ.). https://doi.org/10.18469/ikt.2024.22.2.14
2. Кловский Д.Д., Конторович В.Я., Широков С.М. *Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений*. Москва: Радио и связь; 1984. 248 с.
3. Глушанков Е.И., Конторович В.Я., Караваев Д.А. Математическое моделирование сигналов в непрерывных каналах связи в форме стохастических дифференциальных уравнений. *Системы управления, связи и безопасности*. 2023;(4):1–35. https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-4-1-35
   Glushankov E.I., Kontorovich V.Ya., Karavaev D.A. Signal Modeling in Continuous Communication Channels in the Form of Stochastic Differential Equations. *Systems of Control, Communication and Security*. 2023;(4):1–35. (In Russ.). https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-4-1-35
4. Haykin S. *Adaptive filter theory.* London: Pearson; 2014. 889 p.
5. Proakis J.G. *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill; 1995. 928 p.
6. Simon M.K., Alouini M.-S. *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2000. 544 p.
7. Андронов И.С., Финк Л.М. *Передача дискретных сообщений по параллельным каналам.* Москва: Советское радио; 1971. 408 с.
8. Oppenheim A.V., Schafer R.W., Buck J.R. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall; 1999. 870 p.
9. Widrow B., Stearns S.D. *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall; 1985. 474 p.
10. Monzingo R.A., Miller Th.W. *Introduction to adaptive arrays*. New York: John Wiley & Sons; 1980. 543 p.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ / INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Горобцов Илья Александрович, старший преподаватель кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация.
e-mail: iliya_gorobtsov@mail.ru
ORCID: 0000-0002-0637-0331

Ilya A. Gorobtsov, Senior Lecturer at the Department of Design and Production of Radioelectronic Devices, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, the Russian Federation.

Глушанков Евгений Иванович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехники, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация.
e-mail: glushankov57@gmail.com
ORCID: 0000-0003-4148-3208

Evgeny I. Glushankov, Doctor of Engineering Sciences, Professor, Professor at the Department of Radio Engineering, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, the Russian Federation.

Статья поступила в редакцию 01.09.2026; одобрена после рецензирования 29.10.2026; принята к публикации 11.11.2026.

The article was submitted 01.09.2026; approved after reviewing 29.10.2026; accepted for publication 11.11.2026.