

Применение итеративного детектора Soft V-BLAST для реализации пространственного разнесения в адаптивных системах MIMO-OFDM

К. К. Фам[✉], Е. И. Глушанков

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

[✉]fam.kk@sut.ru

Аннотация

Введение. Классическая реализация адаптивных систем MIMO-OFDM сталкивается с проблемой неоптимального использования вычислительных ресурсов, обусловленной необходимостью параллельной реализации различных алгоритмических архитектур пространственно-временного блочного кодирования (Space-Time Block Coding – STBC) для обеспечения надежности и пространственного мультиплексирования для повышения скорости. Актуальной задачей является алгоритмическая унификация тракта обработки сигналов.

Цель работы. Разработка и исследование унифицированной архитектуры адаптивной системы MIMO-OFDM, позволяющей исключить специализированные аппаратные кодеры STBC из передающего тракта за счет компенсации потери ортогональности применением итеративного приемника с мягким подавлением помех, обеспечивая при этом стабильную адаптацию к условиям канала.

Материалы и методы. Предложен алгоритм, реализующий принцип итеративного обмена мягкой информацией между детектором Soft V-BLAST и декодером LDPC. Эффективность алгоритма оценивалась методом имитационного моделирования путем сравнения с эталонными схемами. Для проверки работоспособности в нестационарных условиях реализован алгоритм адаптации модуляционно-кодовой схемы на основе вероятности блочной ошибки.

Результаты. Установлено, что предложенный итеративный приемник уже при двух итерациях обеспечивает энергетическую эффективность, эквивалентную классическим схемам STBC, но без использования ортогонального кодирования на передаче. Показано, что интеграция данного детектора в контур адаптации позволяет динамически поддерживать заданный уровень ошибок, эффективно конвертируя выигрыш от разнесения в пропускную способность канала.

Заключение. Предложенная унифицированная архитектура позволяет программно варьировать стратегию передачи от максимальной надежности до максимальной спектральной эффективности на базе единого алгоритмического ядра, минимизируя избыточность вычислительных и логических ресурсов при реализации трансивера.

Ключевые слова: системы MIMO-OFDM, итеративный приемник, Soft V-BLAST, пространственное разнесение, коды LDPC, адаптация линии связи

Для цитирования: Фам К. К., Глушанков Е. И. Применение итеративного детектора Soft V-BLAST для реализации пространственного разнесения в адаптивных системах MIMO-OFDM // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 3. С. 6–21.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-3-6-21

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 17.07.2025; принята к публикации после рецензирования 25.03.2026; опубликована онлайн 29.06.2026

Application of an Iterative Soft V-BLAST Detector for Spatial Diversity in Adaptive MIMO-OFDM Systems

Quyen C. Pham✉, Evgeniy I. Glushankov

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St Petersburg, Russia

✉ fam.kk@sut.ru

Abstract

Introduction. Conventional implementations of adaptive MIMO-OFDM make suboptimal use of computational resources, as they require parallel execution of distinct algorithmic architectures: Space-Time Block Coding (STBC) for transmission reliability and spatial multiplexing for increased throughput. Consequently, the algorithmic development of a unified signal-processing architecture remains an open problem.

Aim. This study develops and evaluates a unified adaptive MIMO-OFDM architecture that eliminates dedicated hardware STBC encoders from the transmit chain. This is achieved by compensating for the loss of orthogonality through an iterative receiver with soft interference cancellation while maintaining stable channel adaptation.

Materials and methods. The proposed algorithm performs iterative soft-information exchange between a Soft V-BLAST detector and a Low-Density Parity-Check (LDPC) decoder. Its performance was evaluated through computer simulation against established reference schemes. To assess operability under non-stationary conditions, a link-adaptation algorithm for the Modulation and Coding Scheme (MCS) was implemented using the block-error-rate criterion.

Results. The proposed iterative receiver achieves BER performance comparable to that of conventional STBC schemes within two iterations, without employing orthogonal transmit coding. Integrating the detector into the adaptation loop enables dynamic maintenance of a target error rate, effectively trading the diversity gain for increased channel throughput.

Conclusion. The proposed unified architecture enables software-defined adjustment of the transmission strategy from maximum reliability to maximum spectral efficiency within a single algorithmic core, thereby minimizing computational and logic-resource overhead in transceiver implementation.

Keywords: MIMO-OFDM systems, Iterative receiver, Soft V-BLAST, Spatial diversity, LDPC codes, Link adaptation

For citation: Pham Q. C., Glushankov E. I. Application of an Iterative Soft V-BLAST Detector for Spatial Diversity in Adaptive MIMO-OFDM Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 3, pp. 6–21.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-3-6-21

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 17.07.2025; accepted 25.03.2026; published online 29.06.2026

Введение. Современный этап развития беспроводных сетей (5G/6G) характеризуется экспоненциальным ростом требований к спектральной эффективности и надежности передачи данных. Фундаментальной технологической платформой для удовлетворения этих требований являются системы с множественными входами и выходами (Multiple Input Multiple Output – MIMO) на основе ортогонального частотного разделения каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) [1].

В классической теории MIMO существует дихотомия между двумя базовыми стратегиями: пространственным мультиплексированием (Spatial Multiplexing – SM) для максимизации пропускной способности и пространственно-временным блочным кодированием (Space-Time Block Coding – STBC) для обеспечения эффекта пространственного разнесения и повышения помехоустойчивости системы. Для оптимизации спектральной и энергетической эффективности в условиях нестационарных

каналов применяются алгоритмы адаптивного переключения. В существующих исследованиях стратегии переключения между режимами STBC и SM базируются на различных метриках, варьирующихся от классического отношения сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio – SNR) до более комплексных параметров, таких как число обусловленности канальной матрицы, уровень пространственной корреляции или статистика пакетных ошибок [2–4]. Однако существенным недостатком традиционных адаптивных архитектур является необходимость параллельной аппаратной реализации специализированных вычислительных блоков для перехода от режима разнесения к мультиплексированию. Это приводит к неэффективному использованию логических ресурсов (например, вентиляционной емкости при реализации на ПЛИС/FPGA) и существенному усложнению архитектуры приемопередатчика.

Актуальной научно-технической задачей является разработка унифицированной архитектуры, позволяющей гибко совмещать преимущества обоих подходов на базе единого вычислительного ядра. Ключевая идея предлагаемого метода заключается в отказе от использования специализированных кодеров STBC, традиционно обеспечивающих ортогональность передаваемых сигналов. Для компенсации потери пространственно-временной ортогональности на приемной стороне задействуется высокоэффективный итеративный детектор Soft V-BLAST.

Цель исследования – разработка и комплексный анализ эффективности унифицированной архитектуры системы MIMO-OFDM с итеративным приемником Soft V-BLAST, а также исследование ее применения в контуре адаптивной передачи данных.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. Разработка математической модели и алгоритмическая реализация оценки канала на основе линейного минимума среднеквадратической ошибки (Linear Minimum Mean Square Error – LMMSE).

2. Синтез структуры итеративного приемника, поддерживающего режимы пространственного разнесения, мультиплексирования и гибридной передачи на базе единого ядра.

3. Сравнительный анализ помехоустойчивости предложенной схемы с классическими эталонами (Аламоути, ортогональных (Orthogonal STBC – OSTBC) и квазиортогональных (Quasi-Orthogonal STBC – QOSTBC) кодов).

4. Разработка и исследование алгоритма адаптации линии связи на основе метрики вероятности блочной ошибки (Block Error Rate – BLER) с механизмом стабилизации.

Математическая модель передачи. Рассмотрим передающий тракт адаптивной системы MIMO-OFDM с конфигурацией $N_t \times N_r$, где N_t и N_r – количество передающих и приемных антенн соответственно. Обобщенная функциональная схема системы представлена на рис. 1. Исходный битовый поток поступает в блок распределения, логика работы которого динамически определяется текущим режимом передачи:

1. Режим пространственного разнесения: входной поток дублируется на входы всех N_t параллельных ветвей. С целью оптимизации аппаратных ресурсов в режиме разнесения применяется единый кодер LDPC, расположенный до блока пространственного распределения. Использование независимых псевдослучайных перемежителей в каждой передающей ветви приводит к формированию распределенного пространственно-частотно-временного блочного кода (Space-Frequency-Time Block Code – SFTBC). Структура кодовой матрицы синтезированного SFTBC детерминирована исключительно параметрами таблиц перемежения, обеспечивая эффективное рассеяние символов в пространственной, временной и частотной (по поднесущим OFDM) областях.

2. Режим пространственного мультиплексирования: входной поток демультиплексируется на N_t независимых подпотоков.

3. Гибридный режим: передающие антенны объединяются в группы. Внутри каждой группы соответствующий подпоток дублируется на антенны этой группы.

После этапа распределения в каждой ветви применяется независимый псевдослучайный перемежитель с различными параметрами инициализации, а сигнал формируется на базе технологии OFDM [5]. Комплексный отсчет сигнала во временной области $x_t^{(n)}$ для t -й пере-

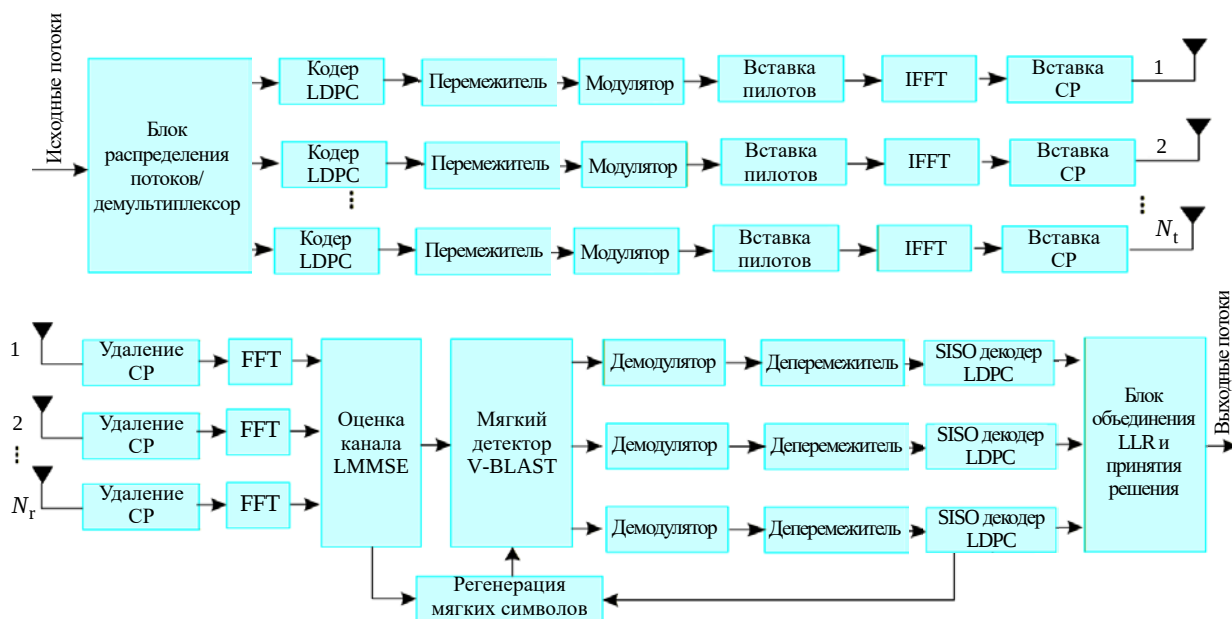


Рис. 1. Функциональная схема приемо-передатчика с унифицированной архитектурой и итеративной обработкой сигналов

Fig. 1. Functional block diagram of the transceiver with a unified architecture and iterative signal processing

дающей антенны на n -м тактовом интервале определяется обратным быстрым преобразованием Фурье (Inverse Fast Fourier Transform – IFFT):

$$x_t^{(n)} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{FFT}}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{FFT}}-1} X_t^{(k)} \exp\left(j2\pi \frac{nk}{N_{\text{FFT}}}\right),$$

где N_{FFT} – размерность FFT; $X_t^{(k)}$ – комплексный символ, назначенный t -й антенне на k -й поднесущей в соответствии с описанной ранее логикой распределения.

Для минимизации межсимвольной интерференции, возникающей в многолучевых каналах, и сохранения ортогональности поднесущих к каждому OFDM-символу добавляется циклический префикс (Cyclic Prefix – CP) длиной N_{CP} , превышающей максимальную задержку многолучевого распространения.

Математическая модель приема. На приемной стороне после удаления CP и выполнения операции FFT сигнал преобразуется в частотную область. Модель принятого сигнала $\mathbf{Y}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ для k -й поднесущей описывается уравнением

$$\mathbf{Y}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{X}^{(k)} + \mathbf{n}^{(k)},$$

где $\mathbf{H}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ – матрица коэффициентов канала для k -й поднесущей, где ее элемент $h_{rt}^{(k)}$

характеризует комплексный коэффициент передачи между t -й передающей и r -й приемной антеннами; $\mathbf{X}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ – вектор передаваемых символов, сформированный согласно описанному алгоритму распределения; $\mathbf{n}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ – вектор аддитивного белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и ковариационной матрицей.

Для анализа эффективности системы в различных условиях распространения рассматриваются две статистические модели огибающей канальных коэффициентов $z = |h_{rt}^{(k)}|$ [6]:

1. Рэлеевские замирания, характеризующие условия отсутствия прямой видимости между передатчиком и приемником. Плотность вероятности описывается выражением

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-z^2/(2\sigma^2)},$$

где $2\sigma^2$ – средняя мощность рассеянной компоненты.

2. Райсовские замирания, описывающие сценарий с наличием доминирующей компоненты прямой видимости с амплитудой A . Плотность вероятности подчиняется распределению Райса:

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{zA}{\sigma^2}\right),$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Степень преобразования прямой видимости определяется K -фактором, рассчитываемым как $K = A^2 / (2\sigma^2)$.

Оценка канала на основе пилот-сигналов [7]. Для реализации когерентного приема и эффективного подавления интерференции применяется двухэтапная процедура оценки канала, аппроксимирующая оптимальный байесовский оценщик при сниженной вычислительной сложности.

Первичная оценка. На основе ортогональных пилотных последовательностей формируется начальная оценка матрицы канала методом наименьших квадратов (Least Squares – LS). В матричной форме оценка канальной матрицы $H_{LS}^{(k)}$ для k -й поднесущей определяется выражением

$$\hat{H}_{LS}^{(k)} = Y_{\text{pilot}}^{(k)} (P^{(k)})^{-1},$$

где $Y_{\text{pilot}}^{(k)}$ – матрица принятых пилотных сигналов; $P^{(k)}$ – матрица известных ортогональных пилотных символов. Метод LS является несмещенным, однако он не учитывает статистические свойства шума, что приводит к значительному росту ошибки оценивания в условиях низкого SNR.

LMMSE-фильтрация и частотное сглаживание. Принимая допущение о пространственной некоррелированности антенн и нормировке средней мощности канала, весовую матрицу можно упростить до скалярного коэффициента:

$$\hat{H}_{LMMSE}^{(k)} = \frac{1}{1 + \sigma_n^2} \hat{H}_{LS}^{(k)},$$

где σ_n^2 – дисперсия аддитивного шума. Данный весовой коэффициент эффективно подавляет шумовые выбросы в областях с низким SNR.

Для использования корреляционных свойств канала в частотной области применяется сглаживание оценки вдоль поднесущих. Результирующая матрица канала $\hat{H}_{\text{res}}^{(k)}$, передаваемая в детектор, вычисляется сверткой с окном:

$$\hat{H}_{\text{res}}^{(k)} = \sum_{m=-M}^M c_m \hat{H}_{LMMSE}^{(k-m)},$$

где c_m – весовые коэффициенты окна сглаживания шириной $2M + 1$. Данная процедура позволяет дополнительно снизить дисперсию ошибки оценки.

Алгоритм детектирования V-BLAST с мягким выходом (Soft V-BLAST) [8, 9]. Входными данными для детектора являются вектор принятого сигнала $\mathbf{Y}^{(k)}$ и матрица оценки канала $\hat{H}_{\text{res}}^{(k)}$. Поскольку обработка выполняется независимо для каждой поднесущей, для компактности записи опустим индекс поднесущей k . Введем следующие обозначения: $\mathbf{Y}$ – вектор принятого сигнала (соответствует $\mathbf{Y}^{(k)}$); $\hat{H}$ – матрица оценки канала (соответствует $\hat{H}_{\text{res}}^{(k)}$).

Алгоритм реализует процедуру последовательного подавления интерференции с мягкими решениями. Процесс детектирования выполняется итеративно по слоям. Пусть $q = 1, \dots, N_t$ – номер текущей итерации. Инициализируем вектор сигнала $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{Y}$ и матрицу канала $\hat{H}_1 = \hat{H}$. На каждом шаге q выполняются следующие операции:

1. Вычисление фильтра MMSE и упорядочивание. Для подавления интерференции рассчитывается весовая матрица G_q на основе критерия минимума среднеквадратической ошибки:

$$G_q = (\hat{H}_q^H \hat{H}_q + \sigma_n^2 I)^{-1} \hat{H}_q^H.$$

Оптимальный порядок детектирования p_q выбирается из множества еще не детектированных потоков S_q по критерию максимизации постпроцессингового SNR, что соответствует выбору строки матрицы с минимальной евклидовой нормой:

$$p_q = \arg \min_{t \in S_q} \|(G_q)_t\|^2,$$

где $(G_q)_t$ – t -я строка матрицы G_q .

2. Обнаружение символа и вычисление логарифмических отношений правдоподобия (Log-Likelihood Ratio – LLR). Формируется ве-

совой вектор $\mathbf{v}_{p_q}$, соответствующий строке матрицы G_q для выбранного слоя. Линейная оценка символа $\tilde{x}_{p_q}$ вычисляется как

$$\tilde{x}_{p_q} = (\mathbf{v}_{p_q})^T \mathbf{Y}_q.$$

Данная оценка преобразуется в LLR для битов символа. Для модуляции квадратурной фазовой манипуляции (Quadrature Phase Shift Keying – QPSK), аппроксимируя распределение интерференции как гауссовское, получим:

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_{\text{Re}}) &\approx \frac{2\sqrt{2}}{\sigma_{\text{ef}}^2} \text{Re}(\tilde{x}_{p_q}); \\ \text{LLR}(b_{\text{Im}}) &\approx \frac{2\sqrt{2}}{\sigma_{\text{ef}}^2} \text{Im}(\tilde{x}_{p_q}), \end{aligned}$$

где b_{Re} и b_{Im} – биты, соответствующие синфазной (Real – Re) и квадратурной (Imaginary – Im) составляющим QPSK-символа; σ_{ef}^2 – дисперсия эффективного шума. Полученные значения передаются на вход декодера LDPC.

3. Вычитание помехи. Для формирования сигнала для следующей итерации вычисляется математическое ожидание символа $\bar{x}_{p_q}$. Для модуляции QPSK, ввиду ортогональности и статистической независимости синфазной (Re) и квадратурной (Im) составляющих, оценка $\bar{x}_{p_q}$ вычисляется аналитически через нелинейную функцию гиперболического тангенса [10]:

$$\begin{aligned} \bar{x}_{p_q} = \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\text{th} \left(\frac{\sqrt{2} \text{Re}(\tilde{x}_{p_q})}{\sigma_{\text{ef}}^2} \right) + j \text{th} \left(\frac{\sqrt{2} \text{Im}(\tilde{x}_{p_q})}{\sigma_{\text{ef}}^2} \right) \right]. \end{aligned}$$

Для сигнально-кодовых конструкций высших порядков (в частности, QAM-16) с целью минимизации вычислительной сложности реализуется независимая покомпонентная обработка. Квадратурные составляющие рассматриваются как независимые сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией (для квадратурной амплитудной модуляции (Quadrature Amplitude Modulation – QAM-16) применяется 4-уровневая амплитудно-импульсная модуляция: $\mathcal{A} = \{-3\alpha, -\alpha, \alpha, 3\alpha\}$),

где нормирующий множитель $\alpha = 1/\sqrt{10}$ обеспечивает единичную среднюю мощность созвездия. В предложенной реализации апостериорные вероятности $P(a|y)$ для каждого уровня $a \in \mathcal{A}$ при наблюдении $y \in \{\text{Re}(\tilde{x}_{p_q}), \text{Im}(\tilde{x}_{p_q})\}$ оцениваются напрямую на основе гауссовской аппроксимации остаточной интерференции:

$$P(a|y) = \frac{\exp\left(-\frac{(y-a)^2}{\sigma_{\text{ef}}^2}\right)}{\sum_{a' \in \mathcal{A}} \exp\left(-\frac{(y-a')^2}{\sigma_{\text{ef}}^2}\right)}.$$

На базе полученного распределения вычисляется условное математическое ожидание $\mathbb{E}[x|y]$ для соответствующих квадратурных осей. Данная величина представляет собой статистически усредненную оценку переданного уровня, взвешенную по критерию максимума апостериорной вероятности:

$$\mathbb{E}[x|y] = \sum_{a \in \mathcal{A}} a P(a|y).$$

Результирующий комплексный мягкий символ $\bar{x}_{p_q}$ синтезируется путем квадратурного сложения покомпонентных оценок:

$$\bar{x}_{p_q} = \mathbb{E}[x_{\text{Re}} | \text{Re}(\tilde{x}_{p_q})] + j \mathbb{E}[x_{\text{Im}} | \text{Im}(\tilde{x}_{p_q})].$$

Вклад текущего потока вычитается из принятого сигнала:

$$\mathbf{Y}_{q+1} = \mathbf{Y}_q - \hat{\mathbf{h}}_{p_q} \bar{x}_{p_q},$$

где $\hat{\mathbf{h}}_{p_q}$ – столбец исходной матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}$, соответствующий индексу p_q .

4. Для подготовки к следующему шагу в матрице $\hat{\mathbf{H}}_q$ данный столбец обнуляется, формируя $\hat{\mathbf{H}}_{q+1}$.

Алгоритмы постобработки и декодирования. Сформированная в детекторе последовательность мягких метрик подвергается процедуре дегерметирования, обратной операциям на передающей стороне. Это обеспечивает декорреляцию пакетов ошибок, возникающих в канале с

замираниями, приближая канал к модели без памяти, что является необходимым условием эффективности итеративного декодирования.

Декодирование кода LDPC осуществляется алгоритмом нормализованной суммы-минимума, представляющим собой вычислительно эффективную аппроксимацию алгоритма распространения доверия, в режиме мягкого входа и мягкого выхода (Soft-Input Soft-Output – SISO) [11]. В отличие от классических схем с жестким выходом, декодер формирует вектор апостериорных LLR для каждого u -го кодового бита:

$$L_{\text{post}}^{(u)} = \ln \frac{P(b_u = 0 | \mathbf{Y}, \hat{H})}{P(b_u = 1 | \mathbf{Y}, \hat{H})}.$$

Архитектура итеративного приемника и синтез решающей статистики. Реализация потенциала предлагаемой системы MIMO-OFDM базируется на итеративном обмене мягкой информацией между блоками детектирования и декодирования, что позволяет последовательно минимизировать уровень взаимной корреляции потоков и компенсировать интерференцию. Ключевым элементом предложенной схемы является блок "Регенерация мягких символов" (см. рис. 1), который замыкает итеративную петлю обработки. В отличие от жестких решений итеративная петля оперирует оценками математического ожидания символов. Вектор апостериорных LLR на выходе декодера преобразуется в оценки мягких битов посредством нелинейной функции [12]:

$$\hat{b}_{\text{soft}}^{(u)} = \text{th} \left(\frac{L_{\text{post}}^{(u)}}{2} \right).$$

Далее выполняется процедура, обратная приемной: мягкие биты подвергаются перемежению и модуляции, формируя вектор оценок переданных символов $\bar{\mathbf{x}}_{fb}$ для всех пространственных слоев. Синтез данных оценок определяется типом применяемой модуляции (аналитический расчет для QPSK или усреднение по созвездиям для QAM-16) аналогично шагу 3 алгоритма детектирования. На основе матрицы оценки канала $\hat{H}$ формируется вектор реконструированной интерференции $\mathbf{I}_{\text{est}} = \hat{H} \bar{\mathbf{x}}_{fb}$.

Важной архитектурной особенностью разработанного приемника является динамическая адаптация стратегии подавления помех в зависимости от этапа итеративного процесса. На стадии инициализации, когда априорная информация от декодера еще отсутствует, детектор функционирует по алгоритму Soft V-BLAST, реализующему процедуру последовательного исключения помех и сортировку слоев. Однако на последующих этапах итеративного уточнения оценок, по мере накопления достоверности мягких решений, система осуществляет переход к стратегии параллельного подавления интерференции (Parallel Interference Cancellation – PIC) [13]. Данная трансформация архитектуры обусловлена стремлением к оптимизации вычислительной эффективности: переход к PIC позволяет снизить асимптотическую сложность детектора с кубической до квадратичной, устраняя необходимость повторного вычисления псевдообратных матриц и переупорядочивания слоев. Потенциальное снижение помехоустойчивости, свойственное методу PIC из-за отказа от сортировки, в предлагаемой схеме эффективно компенсируется использованием высоконадежных регенерированных символов, поступающих из цепи обратной связи.

Математически процедура параллельного подавления для t -го целевого потока реализуется путем одновременного вычитания оценок интерференции от всех конкурирующих антенн из принятого сигнала:

$$\mathbf{Y}_t^{\text{PIC}} = \mathbf{Y} - \sum_{t' \neq t} \hat{\mathbf{h}}_{t'} \bar{\mathbf{x}}_{fb, t'},$$

где t' – индекс передающей антенны, отличный от целевого индекса t ($t' \neq t$). Сформированный очищенный сигнал $\mathbf{Y}_t^{\text{PIC}}$ затем подвергается линейной MMSE-фильтрации для обновления апостериорных метрик.

Заключительным этапом обработки является принятие жестких решений о переданных битах. На вход решающего устройства поступает набор векторов апостериорных LLR ($L_{\text{post}1}, \dots, L_{\text{post}t}, \dots, L_{\text{post}N_t}$) от декодеров всех пространственных ветвей. Архитектура решающего блока является программно-реконфигурируемой и адаптируется к текуще-

му режиму передачи:

1. Режим пространственного разнесения. Поскольку через все антенны передается единый информационный поток, но прошедший через разные каналы, применяется алгоритм взвешенного комбинирования LLR, реализующий принцип максимального сложения отношений в вероятностной области [14]. Результирующая метрика для u -го бита вычисляется как

$$\Lambda_{\Sigma}^{(u)} = \sum_{t=1}^{N_t} \omega_t L_{\text{post } t}^{(u)},$$

где ω_t – весовой коэффициент t -й ветви разнесения. В данном режиме предлагается использовать алгоритм взвешенного комбинирования LLR. Коэффициент ω_t рассчитывается на основе оценки энергии канала, усредненной по всем информационным поднесущим N_{data} :

$$\omega_t = \frac{1}{N_{\text{data}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{data}}} \|\hat{\mathbf{h}}_t^{(k)}\|^2,$$

где $\hat{\mathbf{h}}_t^{(k)}$ – вектор-столбец канальной матрицы, соответствующий пути от t -й передающей антенны. Такой подход гарантирует, что при принятии финального решения доминирующий вклад вносят те ветви, которые обладают наилучшими условиями распространения, минимизируя влияние глубоких замираний.

2. Режим пространственного мультиплексирования. В данном режиме передаются независимые информационные потоки, поэтому пространственное комбинирование метрик LLR не выполняется. Жесткое решение принимается индивидуально для каждого независимого потока, а итоговая вероятность битовой ошибки (Bit Error Rate – BER) системы оценивается путем усреднения результатов по всем потокам. Для u -го бита t -го потока жесткое решение выносится на основе знака LLR:

$$\hat{b}_{u,t} = \begin{cases} 1, & \text{если } L_{\text{post } t}^{(u)} < 0; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

3. Гибридный режим. Применяется комбинированная логика: внутри групп идентичных антенн выполняется взвешенное суммирование

метрик, а между группами решения принимаются независимо.

Адаптация канала и управление режимами. Для реализации потенциала унифицированной архитектуры в нестационарных условиях разработана подсистема адаптации линии связи. Задача алгоритма заключается в динамическом выборе оптимальной схемы модуляции и кодирования (Modulation and Coding Scheme – MCS) с целью максимизации спектральной эффективности при соблюдении ограничений на надежность передачи. Набор доступных конфигураций MCS, включающий различные комбинации модуляционных созвездий и скоростей LDPC-кода, приведен в табл. 1.

Табл. 1. Параметры используемых уровней MCS

Уровень MCS	Тип модуляции	Скорость кодирования LDPC	Спектральная эффективность (бит/символ)
1	BPSK	1/2	1/2
2	QPSK	1/2	1
3	QPSK	3/4	3/2
4	QAM-16	1/2	2
5	QAM-16	3/4	3

В качестве целевого критерия качества в работе принята вероятность BLER, которая реализуется посредством механизма контроля целостности на основе циклического избыточного кода: при успешном декодировании генерируется сигнал подтверждения приема (Acknowledgment – ACK), при ошибке – отрицательного подтверждения приема. Для стабилизации работы в условиях флуктуаций канала реализован алгоритм с гистерезисом на основе счетчика успешных передач C_{ACK} [15]. Логика переключения построена на принципе асимметрии реакций:

1. Быстрая адаптация вниз. При регистрации одной ошибки текущий индекс MCS мгновенно понижается, а счетчик обнуляется ($C_{\text{ACK}} = 0$). Это обеспечивает защиту соединения от разрыва при резком ухудшении качества канала.

2. Консервативная адаптация вверх. Индекс MCS повышается только при достижении счетчиком порогового значения N_s , т. е. после приема серии из N_s безошибочных блоков подряд.

Математически связь между порогом переключения N_s и целевой вероятностью ошибки $\text{BLER}_{\text{target}}$ в установившемся режиме аппроксимируется соотношением

$$\text{BLER}_{\text{target}} \approx \frac{1}{N_s + 1}.$$

В рамках данного исследования для детального анализа динамической устойчивости предлагаемого итеративного приемника целевой уровень качества установлен на отметке $\text{BLER}_{\text{target}} \approx 10^{-1}$. Соответственно, порог переключения выбран равным $N_s = 9$. Такой выбор позволяет оценить способность унифицированной архитектуры оперативно отслеживать изменения канала и конвертировать выигрыш от пространственного разнесения в пропускную способность без введения задержек на сбор статистики, характерных для сверхнадежных режимов ($\text{BLER}_{\text{target}} \leq 10^{-2}$).

Эталонные схемы STBC [16]. Для верификации эффективности предложенной унифицированной архитектуры проводится сравнительный анализ с классическими схемами STBC. Выбор эталонов обусловлен необходимостью покрытия различных точек компромисса между скоростью передачи, надежностью и сложностью обработки. В отличие от предложенного метода, реализующего разнесение через повторение символов, эталонные системы базируются на жесткой алгебраической структуре кодовой матрицы $S \in \mathbb{C}^{N_t \times T}$, где T – длительность блока. Рассматриваются следующие конфигурации:

1. Схема Аламути (2×2) – классическая схема ортогонального кодирования, являющаяся единственным решением STBC с комплексными коэффициентами, обеспечивающим полную скорость передачи ($R = 1$) при сохранении строгой ортогональности каналов. Матрица кодирования имеет вид

$$S_1 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}.$$

2. Ортогональный код (OSTBC, 4×4). Для конфигурации с четырьмя антеннами невозможно построить ортогональный код с единичной скоростью. В качестве эталона надежности выбрана стандартная схема со скоростью $R = 3/4$. Она гарантирует полное устранение межсимвольной интерференции линейными методами, но ценой снижения спектральной эффективности на 25 %:

$$S_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & s_3 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* & s_2 \\ 0 & s_3^* & -s_2^* & -s_1 \end{bmatrix}.$$

3. Квазиортогональный код (QOSTBC, 4×4). В качестве эталона скорости используется схема QOSTBC, восстанавливающая полную скорость передачи ($R = 1$). Однако это достигается за счет ослабления условия ортогональности, что приводит к появлению взаимной интерференции между парами символов:

$$S_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ -s_4^* & -s_3 & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}.$$

Для обеспечения корректности сопоставления с предлагаемым итеративным приемником детектирование всех эталонных схем STBC осуществляется с помощью стандартного линейного эквалайзера MMSE.

Результаты моделирования. Для верификации предложенных алгоритмов и оценки эффективности системы была разработана имитационная модель в среде MATLAB. Ключевые параметры моделирования приведены в табл. 2.

На начальном этапе имитационного моделирования, проводимого в режиме пространственного разнесения при фиксированной модуляции QPSK и скорости кодирования LDPC $R_{\text{LDPC}} = 1/2$, была выполнена верификация предложенного алгоритма взвешенного комбинирования LLR. Результаты сравнительного анализа с методом равновесового суммирования (рис. 2) подтверждают, что введение адаптивных весовых

Табл. 2. Основные параметры имитационной модели

Tab. 2. Key simulation parameters

Категория	Параметр	Значение
Параметры MIMO и модель канала	Конфигурация антенн	$2 \times 2, 4 \times 4$
	Модель канала	Рэля и Райса (K -фактор = 5)
	Профиль задержек мощности	[0; –3; –9] дБ
	Временные задержки лучей	[0; 1; 2,5] мкс
	Модель временной изменчивости	Квазистатическая (характеристики канала постоянны на длине одного кодового блока LDPC)
	Максимальный доплеровский сдвиг	0 Гц
Параметры OFDM	Полоса пропускания	1 МГц
	Размерность FFT	64
	Разнос поднесущих (Δf)	15.625 кГц
	N_{CP}	16 отсчетов (16 мкс)
	N_{data}	52
	Структура пилот-сигналов	Блочные пилот-сигналы с временным разделением (длина последовательности равна N_t)
	Параметры оценки канала	Окно частотного сглаживания: 5 поднесущих ($M = 2$)
Кодирование и модуляция	Типы модуляции	BPSK, QPSK, QAM-16
	Тип кодирования	LDPC (стандарт DVB-S2)
	Длина кодового блока, размер блока перемежителя	64 800 бит
	Алгоритм декодирования	BP (20 итераций)
	Скорости кодирования (R_{LDPC})	1/2, 3/4

коэффициентов ω_t обеспечивает энергетический выигрыш по сравнению с простым суммированием как в канале Райса, так и в канале Рэля.

Следующим шагом стала оценка динамических характеристик разработанного итеративного приемника с целью определения оптимального числа итераций (N_{iter}). На рис. 3 представлены зависимости BER от SNR, определяемого как отношение средней энергии одиночного модуляционного символа к спектральной плотности мощности шума, для конфигураций MIMO 2×2 и 4×4 в каналах Райса и Рэля. Исследование проводилось при фиксированной модуляции QPSK и скорости кодирования LDPC $R_{LDPC} = 1/2$ в режиме пространственного разнесения, с варьированием числа $N_{iter} = 1, 2, 4$.

На основании результатов анализа сходимости (рис. 3) для предлагаемого итеративного приемника зафиксировано число итераций $N_{iter} = 2$, что обеспечивает баланс между производительностью и сложностью. Результаты моделирования для антенных конфигураций 2×2 и 4×4 представлены на рис. 4 и 5 соответственно. Для однозначной интерпретации графических зависимостей принята следующая номенклатура режимов работы исследуемой системы: режим 1 – пространственное разнесение; режим 2 – пространственное мультиплексирование; режим 3 – гибридный режим (только для 4×4). Антенны группируются по парам: две антенны передают первый поток данных, две другие – второй поток. В качестве

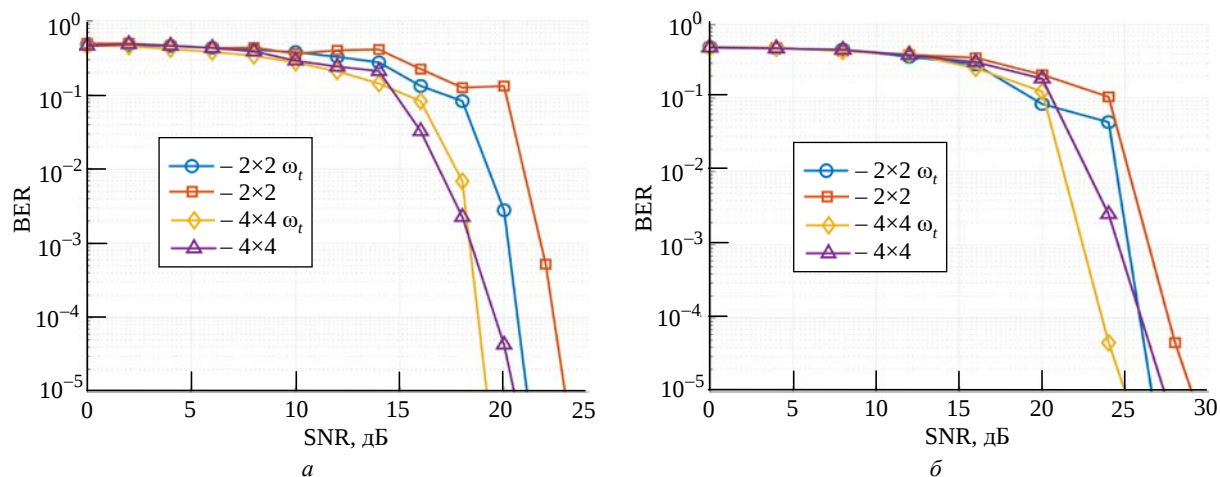


Рис. 2. Сравнительный анализ помехоустойчивости алгоритма взвешенного и равновесного суммирования LLR в каналах: a – Райса; b – Рэлея

Fig. 2. Performance comparison of weighted and equal-weight LLR combining algorithms in: a – Rician fading channels; b – Rayleigh fading channels

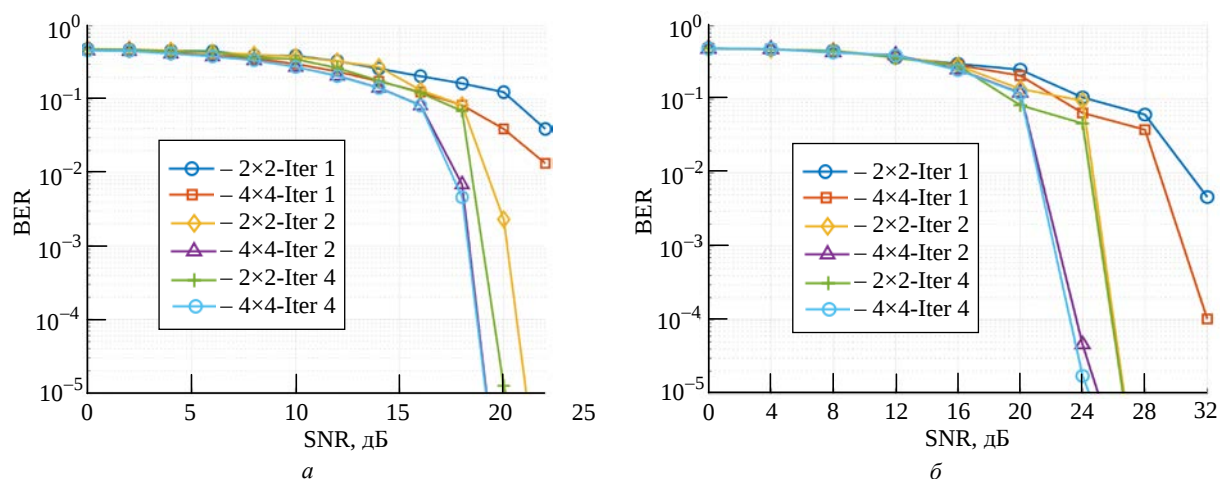


Рис. 3. Зависимость BER от SNR для разного числа итераций в каналах: a – Райса; b – Рэлея

Fig. 3. BER versus SNR for various iteration counts in: a – Rician fading channels; b – Rayleigh fading channels

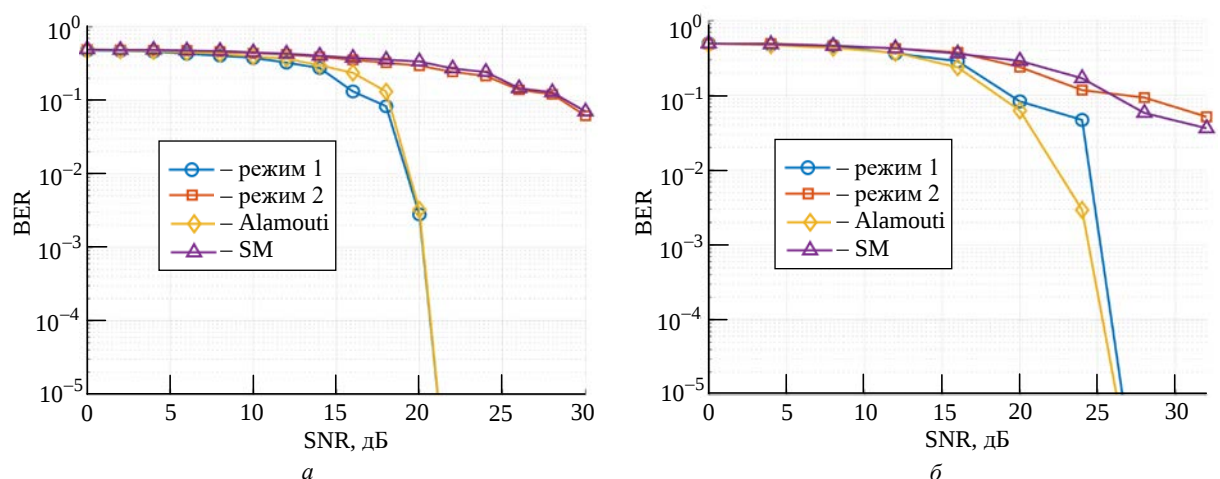


Рис. 4. Сравнительный анализ помехоустойчивости предлагаемой системы и эталонных схем для конфигурации 2×2 в каналах: a – Райса; b – Рэлея

Fig. 4. Comparative BER performance of the proposed system and reference schemes for a 2×2 antenna configuration in: a – Rician fading channels; b – Rayleigh fading channels

эталонов сравнения, на графиках приведены: схема Аламути (Alamouti), OSTBC ($R = 3/4$),

QOSTBC ($R = 1$) и SM (с использованием традиционного приемника VBLAST).

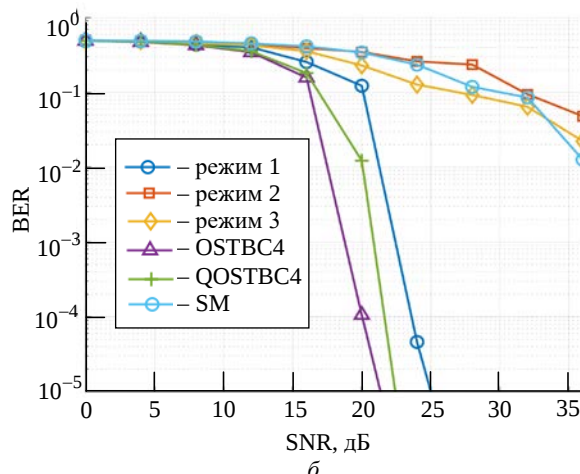
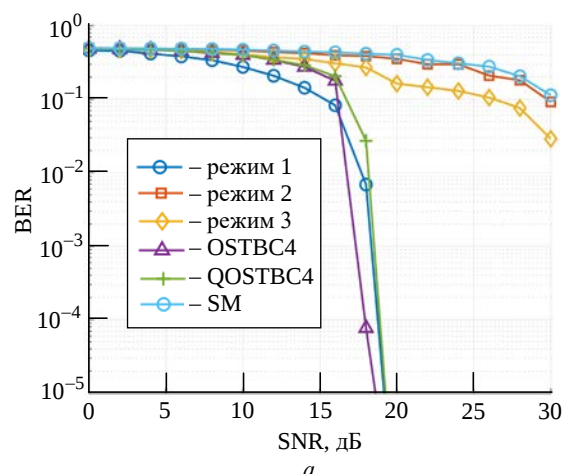
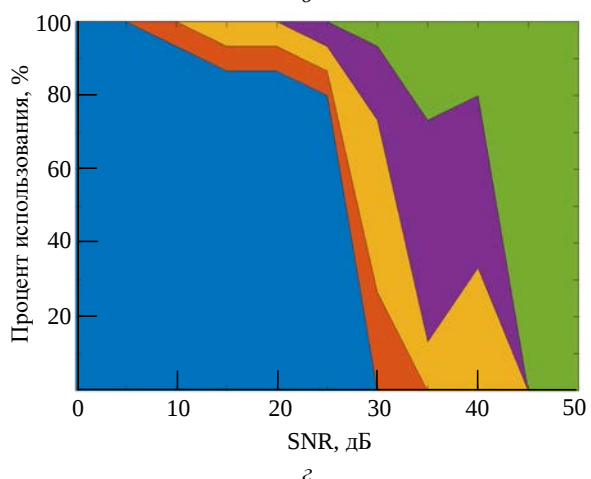
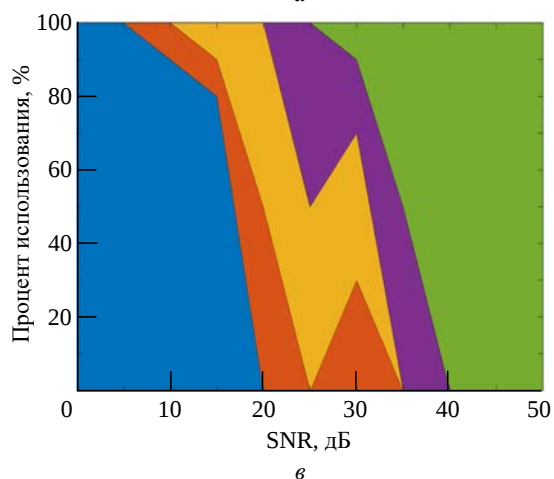
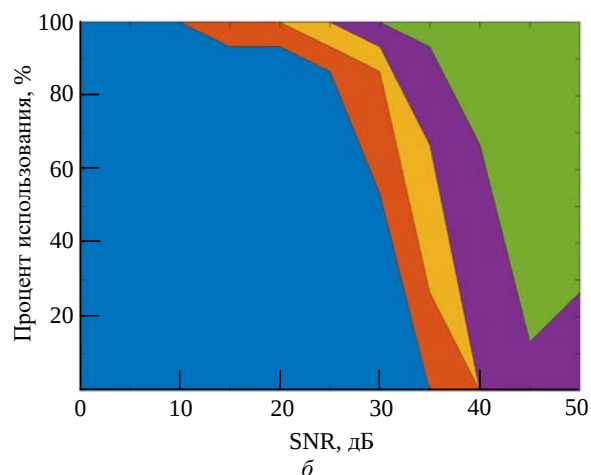
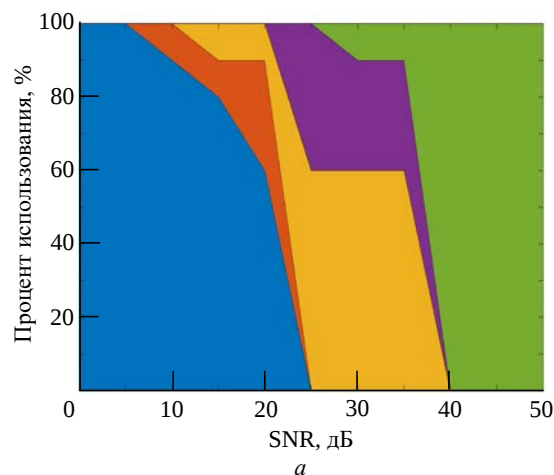


Рис. 5. Сравнительный анализ помехоустойчивости предлагаемой системы и эталонных схем для конфигурации 4×4 в каналах: а – Райса; б – Рэлея

Fig. 5. Comparative BER performance of the proposed system and reference schemes for a 4×4 antenna configuration in: а – Rician fading channels; б – Rayleigh fading channels



■ – MCS 1; ■ – MCS 2; ■ – MCS 3; ■ – MCS 4; ■ – MCS 5

Рис. 6. Статистическое распределение использования режимов MCS в зависимости от SNR для конфигураций 2×2 (а, б) и 4×4 (в, г) в различных условиях распространения

Fig. 6. Statistical distribution of MCS mode usage versus SNR for: (а, б) 2×2 and (в, г) 4×4 antenna configurations under various propagation conditions

На заключительном этапе исследования проведена оценка эффективности функционирования разработанного итеративного приемника ($N_{\text{iter}} = 2$) в составе замкнутой системы с адаптивной модуляцией и кодированием. Цель эксперимента – верификация способности унифицированной архитектуры поддерживать заданный уровень качества обслуживания ($\text{BLER}_{\text{target}} \approx 10^{-1}$) при максимизации скорости передачи в широком динамическом диапазоне SNR. Алгоритм адаптации оперирует пятью уровнями MCS (см. табл. 1). Результаты моделирования представлены на рис. 6 в виде диаграмм распределения вероятности использования каждого режима MCS в зависимости от SNR.

Обсуждение полученных результатов. Исходя из результатов, представленных на рис. 2, можно сделать вывод об эффективности реализованного алгоритма взвешенного комбинирования LLR. Конфигурация 4×4 обеспечивает существенный энергетический выигрыш по сравнению с системой 2×2 . Это наглядно подтверждает эффективное использование дополнительных пространственных ветвей для повышения надежности связи. Кроме того, график демонстрирует преимущество итеративной обработки: производительность алгоритма на второй итерации значительно превосходит результаты первой. Этот скачок объясняется пороговым поведением кодов LDPC. На второй итерации мягкое подавление помех эффективно устраняет межантенную интерференцию, позволяя эффективному SNR преодолеть порог сходимости декодера. Анализ результатов показывает, что дальнейшее увеличение числа итераций до 4 приносит лишь незначительный прирост эффективности. Насыщение производительности к 4-й итерации обусловлено фундаментальными ограничениями: остаточными ошибками оценки канала и тепловым шумом, которые невозможно устранить итеративной обработкой. С учетом линейного роста вычислительной сложности и задержки обработки режим с двумя итерациями ($N_{\text{iter}} = 2$) признан оптимальным компромиссом.

Сравнительный анализ рис. 4 и 5 показывает, что предложенный алгоритм достигает производительности, сопоставимой со специализи-

рованными схемами STBC, при этом обладая архитектурной гибкостью. В канале Райса (см. рис. 4, а, 5, а) предложенный метод демонстрирует более крутой спад кривой BER. Это свидетельствует о том, что предложенный алгоритм функционирует заметно стабильнее в канале Райса по сравнению с каналом Рэлея. Это различие обосновывается фундаментальными свойствами матриц канала в условиях детектирования V-BLAST. В канале Райса присутствует детерминированная компонента прямой видимости, которая стабилизирует матрицу канала, что приводит к снижению числа обусловленности матрицы, делая ее более устойчивой к инверсии. В канале Рэлея, напротив, высокая вероятность плохой обусловленности приводит к начальным ошибкам, которые труднее исправить в итеративном контуре. Главным практическим результатом исследования является подтверждение концепции унифицированной архитектуры: система обеспечивает гибкое переключение между режимами максимальной надежности и максимальной скорости исключительно за счет реконфигурации логики объединения LLR на приеме, исключая необходимость дублирования логических блоков специализированных кодеров и оптимизируя использование вычислительных ресурсов трансивера.

Представленные на рис. 6 диаграммы распределения вероятностей использования уровней MCS подтверждают корректность и эффективность работы предложенного алгоритма адаптации. Во-первых, наблюдается монотонный переход от надежных низкоскоростных режимов к высокоскоростным по мере роста SNR. Во-вторых, сравнительный анализ конфигураций показывает явное преимущество системы 4×4 . В частности, для конфигурации 4×4 области использования высоких уровней MCS (4 и 5) смещены влево по оси SNR по сравнению с системой 2×2 . Это означает, что пространственный выигрыш эффективно трансформируется в спектральную эффективность, позволяя системе раньше переключаться на более производительные схемы модуляции. Наконец, доминирование MCS 4 и MCS 5 (модуляция QAM-16) в области высоких SNR служит косвенным, но весомым доказательством качества работы предложенного приемника. Традиционные детекторы

V-BLAST часто испытывают трудности с плотными созвездиями (как QAM-16) из-за остаточной интерференции. Тот факт, что адаптивная система уверенно выбирает эти режимы, подтверждает, что итеративный приемник эффективно подавляет межантенные помехи.

Заключение. В статье представлена и исследована унифицированная архитектура адаптивной системы MIMO-OFDM, основанная на итеративном приемнике с мягким подавлением помех. Результаты имитационного моделирования подтверждают, что предложенный подход позволяет отказаться от параллельной имплементации вычислительных блоков специализированных кодеров STBC в пользу унифицированной алгоритмической обработки. Доказано, что применение итеративного приемника с ограниченным числом итераций обеспечивает помехоустойчивость, эквивалентную классическим схемам STBC. Важнейшим результатом исследования является демонстрация устойчивости системы в нестационарных условиях. Интеграция итеративного детектора в контур адаптации, управляемый метрикой BLER и механизмом гистерезиса, позволила реализовать эффективную конвертацию энергетического выигрыша от простран-

ственного разнесения в повышение пропускной способности канала. Таким образом, разработанное решение представляет собой универсальный подход, позволяющий динамически варьировать стратегию передачи от максимальной надежности до максимальной скорости при использовании единого аппаратно-вычислительного ядра.

В качестве направления дальнейшего развития работы рассматривается проблема оптимизации вычислительной сложности итеративного детектора. Текущая реализация алгоритма требует выполнения операций обращения матриц, что накладывает ограничения на масштабируемость системы. В связи с этим планируется исследование методов модельно-ориентированного глубокого обучения. В частности, перспективным видится замена блоков линейного детектирования и итеративного подавления помех на архитектуры развертываемых нейронных сетей, такие как DetNet или OAMP-Net. Такой подход позволит аппроксимировать сложные алгоритмы вычисления псевдообратных матриц фиксированным набором операций в нейросетевых слоях, обеспечивая предсказуемую вычислительную сложность и детерминированную задержку обработки сигналов.

Список литературы

1. Бакулин М. Г., Крейнделин В. Б., Панкратов Д. Ю. Применение технологии MIMO в современных системах беспроводной связи разных поколений // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15, № 4. С. 4–12.
doi: 10.36724/2072-8735-2021-15-4-4-12

2. Heath R. W., Paulraj A. J. Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems // IEEE Transactions on Communications. 2005. Vol. 53, iss. 6. P. 962–968.
doi: 10.1109/TCOMM.2005.849774

3. Adaptive MIMO transmission scheme: exploiting the spatial selectivity of wireless channels / A. Forzina, A. Pandharipande, H. Kim, R. W. Heath // IEEE 61st Vehicular Technology Conf., Stockholm, Sweden, 30 May–01 June 2005. IEEE, 2005. P. 3188–3192.
doi: 10.1109/VETECS.2005.1543936

4. Глушанков Е. И., Фам К. К. Адаптивный алгоритм выбора режимов пространственного разнесения и мультиплексирования в системах MIMO-OFDM // Электросвязь. 2025. № 9. С. 91–102.
doi: 10.34832/ELSV.2025.71.9.009

5. Власов В. А. OFDM в современных технологиях связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5, № 9. С. 56–59.

6. Фам К. К., Глушанков Е. И. Исследование методов разнесенного приема в радиоканалах с зами-

раниями // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2025. Т. 13, № 3. С. 1–13.
doi: 10.26102/2310-6018/2025.50.3.002

7. Rana R. C., Rathod J. M. Performance analysis of different channel estimation techniques with different modulation for VBLAST MMSE MIMO-OFDM system // Intern. Conf. on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India. 23–25 March 2016. IEEE, 2016. P. 236–239.
doi: 10.1109/WiSPNET.2016.7566127

8. Choi W. J., Cheong K. W., Cioffi J. M. Iterative soft interference cancellation for multiple antenna systems // IEEE Wireless Communications and Networking Conf., Chicago, USA, 23–28 Sept. 2000. IEEE, 2000. Vol. 1. P. 304–309.
doi: 10.1109/WCNC.2000.904647

9. Sellathurai M., Haykin S. Turbo-BLAST for wireless communications: theory and experiments // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50, iss. 10. P. 2538–2546.
doi: 10.1109/TSP.2002.803327

10. Xiaodong W., Poor H. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA // IEEE Transactions on Communications. 1999. Vol. 47, № 7. P. 1046–1061.
doi: 10.1109/26.774855

11. Sy M. Demystifying 5G Polar and LDPC Codes: A Comprehensive Review and Foundations. URL: <https://arxiv.org/pdf/2502.11053v3> (дата обращения: 10.01.2026).

12. Tüchler M., Singer A. C., Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a priori information // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50, iss. 3. P. 673–683. doi: 10.1109/78.984761

13. Matthe M., Zhang D., Fettweis G. Iterative Detection using MMSE-PIC Demapping for MIMO-OFDM Systems // European Wireless 2016; 22th Europ. Wireless Conf., Oulu, Finland, 18–20 May 2016. University of Oulu, 2016. P. 1–7.

14. Hagenauer J., Offer E., Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes // IEEE Transactions on Information Theory. 1996. Vol. 42, iss. 2. P. 429–445. doi: 10.1109/18.485714

15. Self-Optimization Algorithm for Outer Loop Link Adaptation in LTE / A. Durán, M. Toril, F. Ruiz, A. Mendo // IEEE Communications Lett. 2015. Vol. 19, iss. 11. P. 2005–2008. doi: 10.1109/LCOMM.2015.2477084

16. Фам К. К., Глушанков Е. И. Исследование и разработка алгоритмов обработки сигналов в системах ММО с применением пространственно-временных кодов // Тр. учебных заведений связи. 2025. Т. 11, № 3. С. 59–70. doi: 10.31854/1813-324X-2025-11-3-59-70

Информация об авторах

Фам Конг Куен – специалист по направлению "Специальные радиотехнические системы" (2024, Военный университет радиоэлектроники), аспирант кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – энергетическая и спектральная эффективность современных беспроводных систем связи, цифровая обработка сигналов, математическое моделирование процессов обработки сигналов. Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, пр. Большевиков, д. 22, Санкт-Петербург, 193232, Россия
E-mail: fam.kk@sut.ru
<https://orcid.org/0009-0005-5305-3872>

Глушанков Евгений Иванович – доктор технических наук (1991), профессор (1994), профессор кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов: математическое моделирование случайных процессов и полей в форме стохастических дифференциальных уравнений; методы обработки сигналов; помехоустойчивое кодирование; сигнально-кодовые конструкции. Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, пр. Большевиков, д. 22, Санкт-Петербург, 193232, Россия
E-mail: glushankov.ei@sut.ru
<https://orcid.org/0000-0003-4148-3208>

References

1. Bakulin M. G., Kreyndelin V. B., Pankratov D. Yu. Application of MIMO Technology in Modern Wireless Communication Systems of Different Generations. T-Comm. 2021, vol. 15, no. 4, pp. 4–12. (In Russ.) doi: 10.36724/2072-8735-2021-15-4-4-12

2. Heath R. W., Paulraj A. J. Switching Between Diversity and Multiplexing in MIMO Systems. IEEE Transactions on Communications. 2005, vol. 53, iss. 6, pp. 962–968. doi: 10.1109/TCOMM.2005.849774

3. Forenza A., Pandharipande A., Kim H., Heath R. W. Adaptive MIMO Transmission Scheme: Exploiting the Spatial Selectivity of Wireless Channels. IEEE 61st Vehicular Technology Conf., Stockholm, Sweden, 30 May–01 June 2005. IEEE, 2005, pp. 3188–3192. doi: 10.1109/VETECS.2005.1543936

4. Glushankov E. I., Pham C. Q. Adaptive Algorithm for Selecting Spatial Diversity and Multiplexing Modes in MIMO-OFDM systems. *Electrosvyaz*. 2025, no. 9, pp. 91–102. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2025.71.9.009

5. Vlasov V. A. OFDM in Modern Communication Technologies. T-Comm. 2011, vol. 5, no. 9, pp. 56–59. (In Russ.)

6. Pham C. Q., Glushankov E. I. Investigation of diversity reception methods in radio channels with fading. Modeling, Optimization and Information Technology. 2025, vol. 13, no. 3, pp. 1–13. (In Russ.) doi: 10.26102/2310-6018/2025.50.3.002

7. Rana R. C., Rathod J. M. Performance Analysis of Different Channel Estimation Techniques with Different Modulation for VBLAST MMSE MIMO-OFDM System. Intern. Conf. on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India. 23–25 March 2016. IEEE, 2016, pp. 236–239. doi: 10.1109/WiSPNET.2016.7566127

8. Choi W. J., Cheong K. W., Cioffi J. M. Iterative Soft Interference Cancellation for Multiple Antenna Systems. IEEE Wireless Communications and Networking Conf., Chicago, USA, 23–28 Sept. 2000. IEEE, 2000, vol. 1, pp. 304–309. doi: 10.1109/WCNC.2000.904647

9. Sellathurai M., Haykin S. Turbo-BLAST for Wireless Communications: Theory and Experiments. IEEE Transactions on Signal Processing. 2002, vol. 50, iss. 10, pp. 2538–2546. doi: 10.1109/TSP.2002.803327

10. Xiaodong W., Poor H. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA // IEEE Transactions on Communications. 1999, vol. 47, no. 7, pp. 1046–1061. doi: 10.1109/26.774855

11. Sy M. Demystifying 5G Polar and LDPC Codes: A Comprehensive Review and Foundations. Available at: <https://arxiv.org/pdf/2502.11053v3> (accessed: 10.01.2026).

12. Tuchler M., Singer A. C., Koetter R. Minimum Mean Squared Error Equalization Using a Priori Information. IEEE Transactions on Signal Processing. 2002, vol. 50, iss. 3, pp. 673–683. doi: 10.1109/78.984761

13. Matthe M., Zhang D., Fettweis G. Iterative Detection using MMSE-PIC Demapping for MIMO-OFDM Systems. Europ. Wireless 2016; 22th Europ.

Wireless Conf., Oulu, Finland, 18–20 May 2016. University of Oulu, 2016, pp. 1–7.

14. Hagenauer J., Offer E., Papke L. Iterative Decoding of Binary Block And Convolutional Codes. IEEE Transactions on Information Theory. 1996, vol. 42, iss. 2, pp. 429–445. doi: 10.1109/18.485714

15. Durán A., Toril M., Ruiz F., Mendo A. Self-Optimization Algorithm for Outer Loop Link Adaptation in LTE. IEEE Communications Let. 2015, vol. 19, iss. 11, pp. 2005–2008. doi: 10.1109/LCOMM.2015.2477084

16. Pham C. Q., Glushankov E. I. Research and Development of Signal Processing Algorithms in MIMO Systems Using Space-Time Codes. Proc. of Telecom. Universities. 2025, vol. 11, no. 3, pp. 59–70. doi: 10.31854/1813-324X-2025-11-3-59-70

Information about the authors

Quyen Cong Pham, Specialist in Special radio engineering systems (2024, Military Order of Zhukov University of Radio Electronics (Cherepovets)), Postgraduate student of the Department of Radio Engineering of The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: energy and spectral efficiency of modern wireless communication systems; digital signal processing; mathematical modeling of signal processing processes.

Address: The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, 22, Bolshhevikov Ave., Saint Petersburg 193232, Russia

E-mail: fam.kk@sut.ru

<https://orcid.org/0009-0005-5305-3872>

Evgeny I. Glushankov, Dr Sci. (Eng.) (1991), Professor (1994), Professor of the Department of Radio Engineering of The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications. The author of 150 scientific publications. Area of expertise: mathematical modeling of random processes and fields in the form of stochastic differential equations; methods of signal processing in radio engineering systems of information transmission.

Address: The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, 22, Bolshhevikov Ave., Saint Petersburg 193232, Russia

E-mail: glushankov.ei@sut.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4148-3208>
