

DOI 10.30898/1684-1719.2020.2.1

УДК 621.391.1

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОРОГОВОГО МЕТОДА ОПТИМИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ НА БИТ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В МИМО-СИСТЕМЕ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А. В. Елохин, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман

Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского,
603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина, д.23

Статья поступила в редакцию 24 декабря 2019 г., после доработки – 30 января 2020 г.

Аннотация. Рассматриваются МИМО-системы (Multiple-Input Multiple-Output) сотовой связи с антенными решетками на обоих концах линии связи, в которых для передачи данных формируются параллельные независимые собственные каналы. Анализируется эффективность порогового метода, обеспечивающего компромисс между скоростью передачи данных и вероятностью ошибки. Метод основан на передаче данных только по «сильным» собственным подканалам. Разделение каналов на энергетически сильные и слабые производится с помощью пороговой техники. Приведены результаты численного моделирования в случае многолучевого канала с релейскими замираниями сигналов, подтверждающие высокую эффективность метода.

Ключевые слова: МИМО-система, обратная связь, собственный подканал, вероятность ошибки на бит, пропускная способность, релейские замирания сигналов

Abstract. The main problem in the field of mobile (cellular) communication systems is an increase in the data transmission rate and decrease in the bit error rate. The use of MIMO-systems (Multiple-Input Multiple-Output) with transmitting and receiving antenna arrays and various methods of spatial signal processing is a more promising way to solve this problem. The bit error rate depends on the mean square error between the input and output signals, which, in turn, is determined by the signal to noise ratio. If the channel state information (channel matrix) is used on the transmitting side of MIMO system, then the system can be represented as a set of

independent parallel eigen subchannels. The number of subchannels is equal to the rank of the channel matrix, and their gains are determined by the singular numbers of the channel matrix. In a multipath Rayleigh channel (the so-called “urban” channel type), these subchannels can provide significantly different bit error rate. Two methods of transmitting information in a MIMO-system are of interest. The first one is based on the use of all subchannels and the optimal distribution of transmitter power between them. The second (“threshold”) method is based on transmitting data only on “strong” subchannels with the highest SNR and optimal power distribution among the remaining subchannels. In present work we performed a comparative analysis of the bit error rate and the throughput provided by these methods. Signal fading in a multipath channel is assumed to be Rayleigh uncorrelated in different antennas (“urban” channel type).

Key words: MIMO-system, feedback, eigen subchannel, bit error rate, throughput, Rayleigh signal fading.

Введение

Основными проблемами в быстро развивающейся области мобильных (сотовых) систем связи являются увеличение скорости передачи данных и повышение качества обслуживания пользователей (уменьшение вероятности ошибки на бит) в условиях многолучевого канала с замираниями сигналов. Использование MIMO-систем (Multiple-Input Multiple-Output) с антенными решетками на обоих концах линии связи и различных методов пространственной обработки сигналов, обеспечивающих передачу и прием параллельных потоков информации, является наиболее перспективным способом решения этой проблемы [1-6].

Вероятность ошибки на бит характеризует систему не в полной мере. Например, при повышении порядка манипуляции в сигнальном «созвездии» увеличивается вероятность ошибки, но одновременно увеличивается и скорость передачи данных. Поэтому в качестве критерия производительности системы связи удобнее использовать пропускную способность (ПС), которая

определяется средним числом правильно переданных информационных бит за единицу времени.

Вероятность ошибки на бит определяется отношением сигнал/шум (ОСШ) для базовой модели канала с аддитивным белым гауссовым шумом, либо усреднением по данному параметру для канала с замираниями [7,8]. Если в ММО-системе информация о состоянии канала (канальная матрица) используется на передающей стороне, то оптимальные матрицы пространственного кодирования и декодирования, минимизирующие СКО, диагонализуют результирующую (сквозную) матрицу преобразования сигналов. Поэтому систему можно представить как совокупность независимых параллельных информационных подканалов, которые формируются на основе сингулярных (собственных) векторов канальной матрицы и, поэтому, называются собственными [6–10].

Число подканалов определяется рангом этой матрицы, а их коэффициенты усиления определяется сингулярными числами канальной матрицы. В условиях многолучевого релеевского пространственного канала (так называемый «городской» тип канала) разброс сингулярных чисел является достаточно большим, особенно для ММО-систем с одинаковым числом передающих и приемных антенн, то есть собственные подканалы имеют разные усиления и обеспечивают существенно разные вероятности ошибки на бит.

Представляют интерес два метода передачи информации в ММО-системе. Первый из них основан на использовании всех подканалов и оптимального распределения мощности передатчика между ними, которое обеспечивает минимум СКО [7-9]. Второй («пороговый») метод предполагает передачу данных только по «сильным» собственным подканалам за счет отключения «слабых» подканалов с наименьшими значениями ОСШ. Пороговая техника для разделения подканалов предложена в [6,10]. Однако в этих работах рассматривалось неоптимальное распределение мощности между отобранными подканалами, а в качестве характеристики ММО-системы рассматривалась только вероятность ошибки на бит. В настоящей работе использовано

оптимальное распределение мощности для «порогового» метода и выполнен сравнительный анализ ПС и вероятности ошибки, обеспечиваемыми этими методами.

1. Пространственная обработка сигналов в ММО-системе

Рассмотрим ММО-систему с M передающими и N приемными антеннами, в которой имеется обратная связь от приемника к передатчику. За счет нее передающая антенная решетка обладает информацией о пространственном канале («знает» канальную матрицу \mathbf{H}). Тогда возможна параллельная передача данных по независимым собственным подканалам, число которых равно рангу K матрицы \mathbf{H} . Ранг матрицы \mathbf{H} не может быть больше минимального числа передающих (M) или приемных (N) антенн ($K \leq \min\{M, N\}$). В случае некоррелированного многолучевого канала с релейскими замираниями сигналов вероятность вырождения матрицы \mathbf{H} является ничтожно малой и ранг определяется минимальным числом передающих или приемных антенн, то есть $K = \min\{M, N\}$.

Канальная матрица \mathbf{H} может быть представлена в виде сингулярного разложения [11,12]: $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}^{0.5}\mathbf{V}^H$, где $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K\}$ – диагональная матрица собственных чисел λ_i ; матрицы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ и $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$; матрица $\mathbf{U} = (\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_K)$ размерности $(N \times K)$ состоит из собственных векторов матрицы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$; матрица $\mathbf{V} = (\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_K)$ размерности $(M \times K)$ составлена из собственных векторов матрицы $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$; $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение. Часто собственные числа ранжируют по убыванию ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$).

Схема ММО-системы с параллельной передачей по собственным подканалам показана на рис. 1. Входные символы d_1, d_2, \dots, d_K объединим в K -мерный вектор $\mathbf{D} = (d_1, d_2, \dots, d_K)^T$ пространственного символа $((\cdot)^T$ – транспонирование). Преобразование сигналов в пространственном кодере описывается матрицей \mathbf{V} . Вектор сигналов $\mathbf{G} = [g_1, g_2, \dots, g_M]^T$ на выходе кодера можно представить в виде $\mathbf{G} = \mathbf{V}\mathbf{P}^{1/2}\mathbf{D}$, $\mathbf{P} = \text{diag}\{p_1, p_2, \dots, p_K\}$ – диагональная матрица, составленная из чисел p_i , которые дают распределение полной мощности P_0 между параллельными подканалами. Вектор $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_N)^T$

сигналов в приемных антеннах равен $\mathbf{X}=\mathbf{H}\mathbf{G}+\mathbf{Z}$, где $\mathbf{Z}=(z_1, z_2, \dots, z_N)^T$ – вектор гауссовых собственных шумов приемных устройств с нулевым средним и мощностью σ_0^2 . Преобразование сигналов в пространственном декодере описывается матрицей \mathbf{U} . Для формирования собственных подканалов должна быть сформирована обратная линия связи (feedback) для передачи информации о состоянии канала (матрицы \mathbf{H}) на передающую сторону.

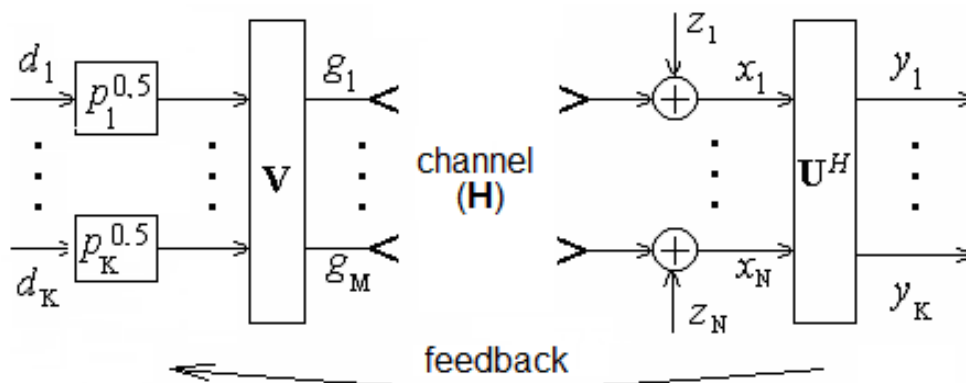


Рис. 1. Схема ММО-системы с собственными подканалами.

На выходе декодера вектор $\mathbf{Y}=(y_1, y_2, \dots, y_K)^T$ сигнала равен $\mathbf{Y}=\mathbf{U}^H\mathbf{X}$. Этот вектор можно представить в виде

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{P}^{1/2} \mathbf{D} + \tilde{\mathbf{Z}}, \quad (1)$$

где $\tilde{\mathbf{Z}} = \mathbf{U}^H \mathbf{Z}$ – вектор выходных шумов.

Учитывая сингулярное разложение матрицы \mathbf{H} и ортонормированность векторов \mathbf{V}_i и \mathbf{U}_i , получим, что вектор сигналов на выходе собственных подканалов равен $\mathbf{Y} = \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{P}^{1/2} \mathbf{D} + \tilde{\mathbf{Z}}$ или в поэлементной записи

$$y_i = \sqrt{p_i \lambda_i} d_i + \tilde{z}_i. \quad (2)$$

Таким образом, ММО-система имеет диагональную структуру и может быть представлена в виде набора из K параллельных независимых собственных подканалов. Коэффициент усиления i -го подканала определяется собственным числом λ_i . При описании пространственной обработки сигналов в ММО-системе введем ОСШ в виде отношения мощностей. Тогда выходное ОСШ η_i в i -м подканале в соответствии с (2) равно $\eta_i = \rho_i \lambda_i$, где $\rho_i = p_i / \sigma_0^2$.

Коэффициенты усиления собственных подканалов, а, следовательно, и вероятности ошибки на бит, могут достаточно сильно отличаться друг от друга [6,13]. Поэтому, для минимизации вероятности ошибки необходимо предварительное пространственное кодирование с помощью унитарной матрицы поворота \mathbf{U}_0 [7-9]. Обычно используется матрица \mathbf{U}_0 с элементами в виде коэффициентов дискретного преобразования Фурье: $(\mathbf{U}_0)_{mn} = K^{-0.5} \exp[j2\pi K^{-1}(m-1)(n-1)]$. Вектор сигналов после матрицы поворота равен $\mathbf{S}=\mathbf{U}_0\mathbf{D}$. На выходе ММО-системы выполняется обратный поворот вектора данных, используя матрицу $\mathbf{U}_0^{-1} = \mathbf{U}_0^H$. Поэтому, оцененный вектор данных будет равен $\hat{\mathbf{D}} = \mathbf{U}_0^H \hat{\mathbf{S}}$. Входные сигналы в подканалах имеют единичную корреляционную матрицу из-за их статистической независимости ($\langle \mathbf{D}\mathbf{D}^H \rangle = \mathbf{I}$). Корреляционная матрица «повернутых» сигналов также является единичной вследствие унитарности матрицы поворота, так как $\langle \mathbf{S}\mathbf{S}^H \rangle = \mathbf{U}_0 \langle \mathbf{D}\mathbf{D}^H \rangle \mathbf{U}_0^H = \mathbf{I}$ ($\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее). Предварительное кодирование обеспечивает распределение мощности любого символа равномерно по всем (сильным и слабым) подканалам. Например, если имеется $K=4$ подканала и только один символ $d_1=1$ передается по первому подканалу, то вектор $\mathbf{D}=(1, 0, 0, 0)^T$, а вектор $\mathbf{S}=(1/2, 1/2, 1/2, 1/2)^T$.

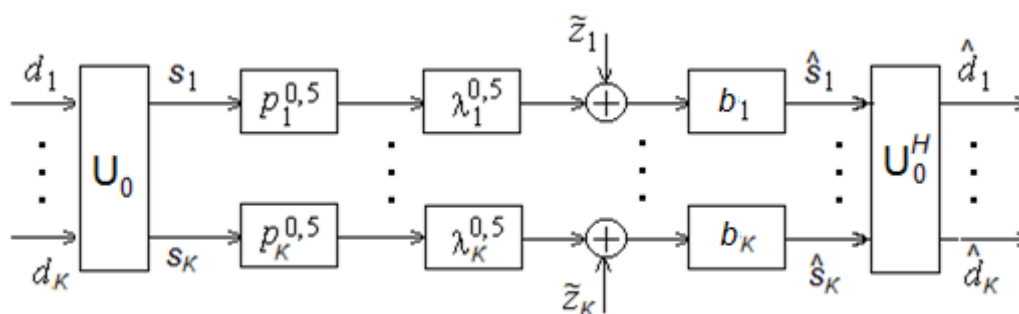


Рис. 2. Эквивалентная схема ММО-системы.

Таким образом, ММО-система сохраняет диагональную структуру не по отношению к вектору \mathbf{D} входных данных, а по отношению к повернутому вектору $\mathbf{S}=\mathbf{U}_0\mathbf{D}$. Для этого вектора ее можно представить в виде параллельного набора K независимых собственных подканалов. Эквивалентная схема ММО-

системы представлена на рис. 2, где b_1, b_2, \dots, b_K – элементы диагональной матрицы декодирования (матрицы приемника) $\mathbf{V} = \text{diag}\{b_1, b_2, \dots, b_K\}$.

Пропускная способность ММО-системы представляет собой среднее число правильно переданных информационных бит за единицу времени, то есть скорость правильной передачи данных. В качестве единицы времени удобно выбрать длительность одного пространственного символа. Если число использованных подканалов составляет K_0 ($K_0 \leq K$), то с помощью одного символа будет передано $K_0 k_b R_c$ информационных бит, где k_b – битовая загрузка символа, зависящая от уровня манипуляции, R_c – скорость кодера.

Обозначим через PER (Packet Error Rate) – вероятность ошибки передачи пакета, состоящего из некоторого числа L бит. Если все биты декодированы правильно, то данный пакет передан правильно. Если хотя бы один бит декодирован с ошибкой, то пакет передан с ошибкой. Величина PER определяется отношением числа ошибочно переданных пакетов к общему числу пакетов. Поэтому, ПС равна $Th = (1 - PER)K_0 k_b R_c$. Удобно нормировать ПС Th на максимальную ПС, которая обеспечивается при использовании всех K подканалов ($K = \min\{M, N\}$) и безошибочной передаче данных ($PER = 0$). При этом нормированная ПС будет равна $Th_{norm} = (K_0/K)(1 - PER)$.

Полученная таким образом ПС зависит от конкретного вида кодера. Часто удобнее рассматривать эффективную ПС, которая основана на передаче некодированной информации и косвенном учете кодера без конкретизации его вида [14]. Для этого зададим максимально допустимое число ν ошибочных бит в пакете, и будем считать, что кодер сможет исправить эти биты. Следовательно, пакет считается переданным правильно при меньшем или равном ν числе ошибочных бит.

Вероятность, что в пакете из n бит имеется j ошибочно и $(n-j)$ правильно детектированных бит равна $C_n^j BER^j (1 - BER)^{n-j}$, где C_n^j – число сочетаний из n по j . Тогда для вероятности $PER^{(0)}$ ошибки передачи пакета с учетом

предполагаемой способности исправления ошибок за счет кодирования получим

$$PER^{(0)} = 1 - \sum_{j=0}^v C_n^j BER^j (1 - BER)^{n-j}. \quad (3)$$

При этом нормированная эффективная ПС ММО-системы будет равна

$$Th_{norm}^{(eff)} = \frac{K_0}{\min(m, N)} (1 - PER^{(0)}). \quad (4)$$

2. Метод передачи с использованием всех собственных подканалов

Оптимальная матрица декодирования \mathbf{V} , обеспечивающая минимум вероятности ошибки на бит в ММО-системе, находится из критерия минимума СКО между векторами входных и выходных символов в собственных подканалах. В i -ом подканале СКО $\Delta_i = \langle |\hat{d}_i - d_i|^2 \rangle$. Матрица поворота \mathbf{U}_0 не влияет на величину СКО, поэтому $\Delta_i = \langle |\hat{s}_i - s_i|^2 \rangle$, где \mathbf{V} соответствует с эквивалентной схемой (рис. 2) сигнал на выходе i -го подканала $\hat{s}_i = b_i(\sqrt{p_i \lambda_i} s_i + z_i)$. Минимум СКО обеспечивается, когда i -ый элемент матрицы \mathbf{V} равен [2,7]

$$b_i = \frac{\sqrt{p_i \lambda_i}}{p_i \lambda_i + 1}. \quad (5)$$

Оптимизация передатчика заключается в выборе распределения мощности по K подканалам в соответствии с критерием минимума усредненной по всем собственным подканалам СКО равной $\Delta = K^{-1}(\Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_K)$ при условии постоянной мощности передатчика $P_0 = p_1 + p_2 + \dots + p_K$.

Опуская множитель $1/K$ будем иметь

$$\Delta = \sum_{m=1}^K \frac{1}{p_m \lambda_m + v}. \quad (6)$$

В результате поиска условного минимума СКО Δ получим [2,7], что

$$p_m = \left(\frac{P_0 + \sum_{i=1}^K \lambda_i^{-1}}{\sqrt{\lambda_m} \sum_{i=1}^K \lambda_i^{-0.5}} - \frac{1}{\lambda_m} \right)^+, \quad (a)^+ = \begin{cases} a, & a > 0, \\ 0, & a \leq 0. \end{cases} \quad (7)$$

Выражение (7) без дополнительного условия (правая часть) при достаточно малой мощности P_0 формально может дать отрицательный результат для некоторых p_m , который противоречит физическому смыслу. При этом необходимо уменьшить число подканалов на единицу и заново производить распределение мощности до тех пор, пока все значения p_m не станут положительными числами. При этом число K_0 используемых подканалов становится меньше ранга K канальной матрицы \mathbf{H} .

3. Метод передачи с отбором сильных собственных подканалов

Наибольшая скорость в ММО-системе будет обеспечена при использовании всех подканалов. Однако вероятность ошибки на бит может становиться неприемлемо большой в энергетически слабых подканалах. Это приведет к увеличению результирующей вероятности ошибки. Если допустить определенные потери в скорости, то можно не передавать информацию по слабым подканалам и тем самым уменьшить вероятность ошибки. Такой подход будет обеспечивать компромисс между скоростью передачи и вероятностью ошибки.

При использовании всех K подканалов одновременно передается $k_b K$ кодированных бит или $k_b K R_c$ некодированных (информационных) бит. Это означает, что скорость передачи будет максимальной и равной $R_{max} = k_b K R_c$ бит/символ. Отключение слабых собственных подканалов приводит к уменьшению скорости передачи.

Введем в рассмотрение матрицу $\mathbf{H}^{(p)}$, равную

$$\mathbf{H}^{(p)} = \begin{cases} \rho_0 \mathbf{H} \mathbf{H}^H & (M > N), \\ \rho_0 \mathbf{H}^H \mathbf{H} & (M < N). \end{cases} \quad (8)$$

Пороговый метод [6,10] разделения собственных подканалов на сильные и слабые заключается в разделении собственных чисел $\lambda^{(p)}$ матрицы $\mathbf{H}^{(p)}$ на две группы чисел, больших или меньших порогового значения. Значение порога будет зависеть от статистических свойств собственных чисел матрицы $\mathbf{H}^{(p)}$ в (8) и от наименьшего ОСШ ρ_{min} , при котором обеспечивается обслуживание пользователей.

В случае некоррелированных релейских замираний сигналов («городской» тип канала) одномерная плотность вероятности неранжированных собственных чисел матрицы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ или $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ имеет вид [15]

$$f_{\lambda}(\lambda) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \frac{(i)!}{(i+q)!} \left[L_i^q(\lambda) \right]^2 \lambda^q \exp(-\lambda), \quad (9)$$

где $q = |M - N|$, $L_i^q(\lambda)$ – полином Лагерра i -го порядка [11]. Учитывая, что $\lambda^{(p)} = \rho_0 \lambda$, из (9) получим одномерную плотность вероятности $f(\lambda^{(p)})$ неранжированного по величине собственного числа матрицы $\mathbf{H}^{(p)}$ в виде [6]

$$f(\lambda^{(p)}) = \frac{1}{K\rho_0^{q+1}} \sum_{i=0}^{K-1} \frac{(i)!}{(i+q)!} \left[L_i^q(\lambda^{(p)}/\rho_0) \right]^2 (\lambda^{(p)})^q \exp(-\lambda^{(p)}/\rho_0). \quad (10)$$

В случае одинакового числа передающих и приемных антенн ($M=N$) матрицы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ и $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ совпадают между собой, а выражение (9) упрощается [16]. В результате будем иметь, что плотность вероятности

$$f(\lambda^{(p)}) = \frac{1}{2\pi N\rho_0} \sqrt{\frac{4N\rho_0 - \lambda^{(p)}}{\lambda^{(p)}}}. \quad (11)$$

Собственное число $\lambda^{(p)}$ матрицы $\mathbf{H}^{(p)}$ находится в интервале $0 < \lambda^{(p)} < \lambda_{ig}^{(p)}$ при среднем ОСШ ρ_0 с вероятностью равной

$$P(\lambda_{ig}^{(p)}, \rho_0) = \int_0^{\lambda_{ig}^{(p)}} f(\lambda^{(p)}, \rho_0) d\lambda^{(p)}. \quad (12)$$

Вероятность превышения порога для собственного числа $\lambda^{(\rho)}$ при ОСШ ρ_0 равна $1 - p(\lambda_{tg}^{(\rho)}, \rho_0)$. Поэтому уравнение $[1 - p(\lambda_{tg}^{(\rho)}, \rho_0)] = R(\rho_0)/R_{max}$ будет определять вероятность использования сильных собственных подканалов, для которых величина $\rho_0 \lambda_i > \lambda_{tg}^{(\rho)}$, где $R(\rho_0)$ – скорость передачи при ОСШ ρ_0 .

Зададим минимальную скорость R_{min} передачи данных для минимального ОСШ ρ_{min} , при котором обеспечивается обслуживание пользователей. При этом пороговое значение будет зависеть от ρ_{min} и R_{min} , то есть $\lambda_{tg}^{(\rho)} = \lambda_{tg}^{(\rho)}(\rho_{min}, R_{min})$. Задавая R_{min}/R_{max} и решая обратную задачу, пороговое значение $\lambda_{tg}^{(\rho)}(\rho_{min}, R_{min})$ для разделения собственных чисел матрицы $\mathbf{H}^{(\rho)}$ найдем из уравнения вида:

$$p[\rho_{min}, \lambda_{tg}^{(\rho)}(\rho_{min}, R_{min})] = 1 - R_{min}/R_{max}. \quad (13)$$

При этом будет обеспечиваться минимальная скорость R_{min} передачи данных при наименьшем ОСШ ρ_{min} . С ростом ОСШ собственные числа матрицы $\mathbf{H}^{(\rho)}$ в (8) увеличиваются. Следовательно, число собственных чисел, превышающих выбранный порог, также будет увеличиваться, что означает увеличение скорости передачи данных.

Отобранные собственные подканалы имеют наибольшие ОСШ, поэтому вероятность ошибки на бит в ММО-системе будет меньше, чем в случае использования всех K подканалов. В отобранных подканалах будем использовать оптимальное распределение мощности (7).

4. Результаты моделирования

Приведем сравнительные результаты моделирования эффективности двух методов передачи данных в ММО-системе: отбором сильных собственных подканалов и без такого отбора. В качестве характеристик системы рассмотрим вероятность ошибки на бит и нормированную эффективную ПС в зависимости от ОСШ, усредненные по замираниям сигналов в пространственном канале связи. Теперь под ОСШ будем понимать отношение энергий после

оптимальной фильтрации: $OSШ = E_s/N_0$, где E_s – энергия сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности шума.

Замирания сигналов предполагаются случайными, релеевскими, некоррелированными в разных антеннах («городской» тип канала). Поэтому, элементы h_{nm} матрицы \mathbf{H} являются независимыми комплексными гауссовыми случайными величинами [6]. Фаза коэффициентов h_{nm} равномерно распределена в пределах $[0 \div 2\pi]$, а амплитуда подчиняется релеевскому распределению. Среднее канальных коэффициентов равно нулю, а их дисперсия – единице ($\langle |h_{nm}|^2 \rangle = 1$). Будем считать, что время корреляции канальных коэффициентов больше времени передачи пакета. Тогда матрицу \mathbf{H} можно считать постоянной для данного пакета и случайно изменяющейся для разных пакетов (квазистатическое приближение). Гауссовы собственные шумы имеют нулевое среднее и единичную мощность.

Рассмотрим две ММО-системы с одинаковым и разным числом передающих и приемных антенн ($M=N=4$ и $M=4, N=8$). Максимальное число собственных подканалов в этих системах равно $K=4$. Зададим скорость передачи данных для минимального среднего ОСШ $\rho_{min}=0$ дБ равную $R_{min}=0.5R_{max}$, что соответствует формированию в среднем двух собственных подканалов при $\rho_{min}=0$ дБ. В отобранных подканалах будем использовать распределение мощности (7). Длина пакета $L=200$ бит, число реализаций матрицы \mathbf{H} равно 1000000. Кодер может исправить до 10 % ошибочных бит, т.е. максимальное число ошибочных бит в пакете может быть 20.

На рис. 3 (слева) показаны кривые для вероятности ошибки на бит (Bit Error Rate – BER) в зависимости от ОСШ при числе антенн $M=N=4$ и 4ФМ-сигналах («созвездие» четырех позиционной фазовой манипуляции). Кривые для нормированной эффективной ПС приведены на рис. 3 (справа). Видно, что отбор сильных собственных подканалов обеспечивает выигрыш в ОСШ ≈ 5 дБ по уровню вероятности ошибки 0.01 и более высокую ПС при низких значениях ОСШ (< 4 дБ). Однако при ОСШ > 4 дБ целесообразнее использовать все подканалы, что дает большую ПС. Аналогичные кривые для 16КАМ-

сигналов («созвездие» шестнадцати позиционной квадратурной амплитудной манипуляции) даны на рис. 4.

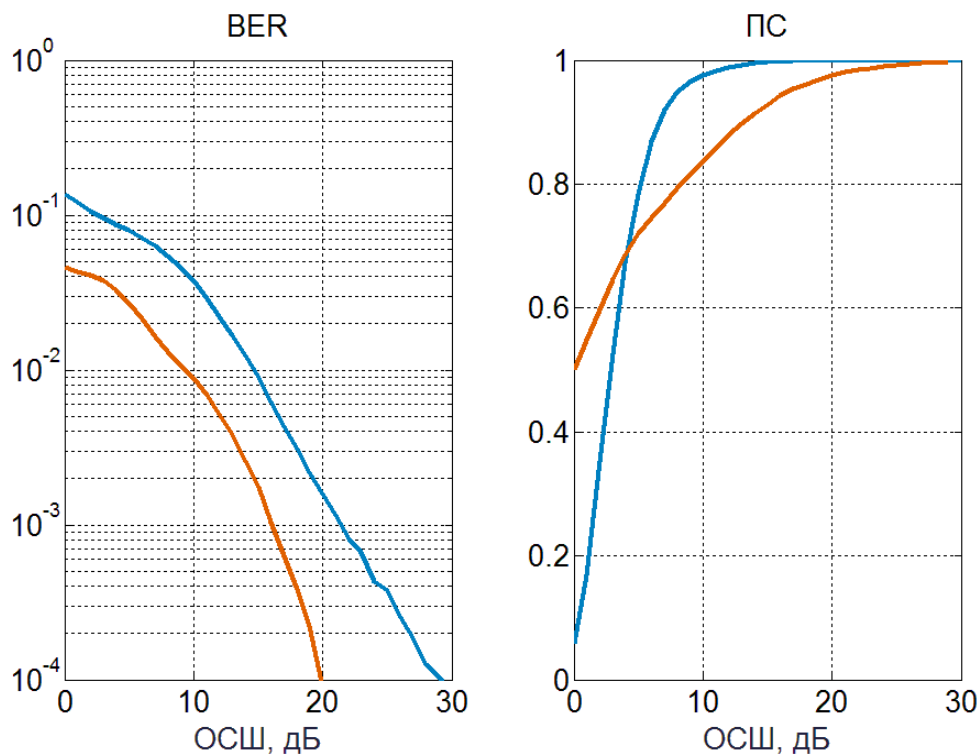


Рис. 3. BER и ПС для методов с отбором и без отбора сильных подканалов (красная и синяя кривые, соответственно), $M=N=4$, 4ФМ-сигналы.

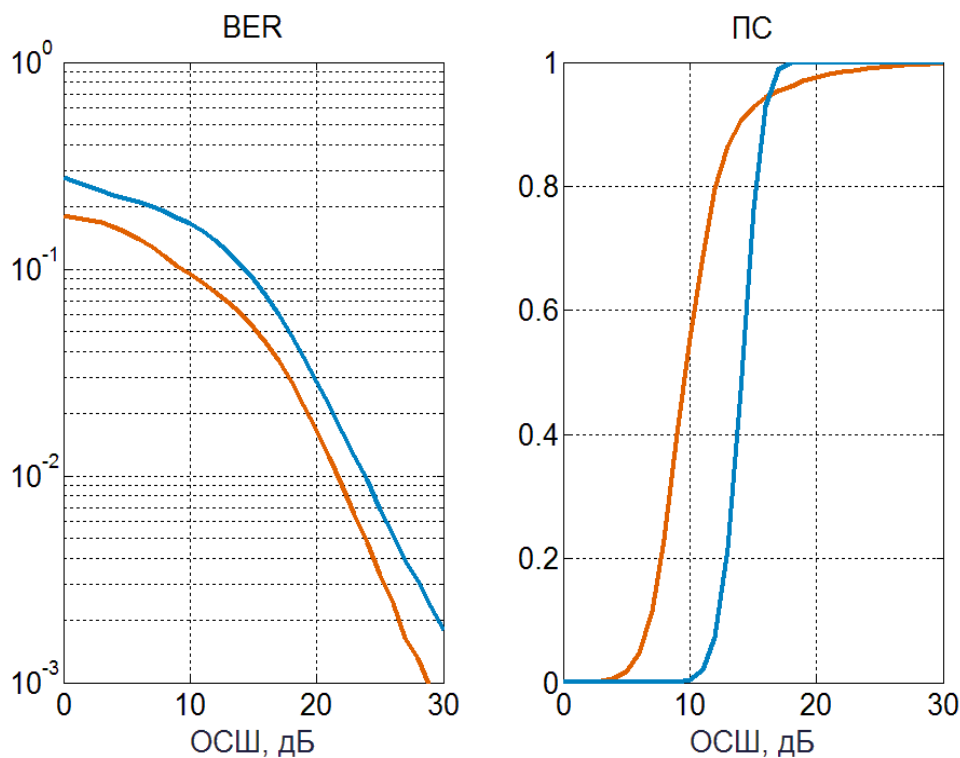


Рис. 4. BER и ПС для методов с отбором и без отбора сильных подканалов (красная и синяя кривые, соответственно), $M=N=4$, 16КАМ-сигналы.

Из сравнения рис. 3 и рис. 4 следует, что изменение уровня модуляции привело уменьшению выигрыша в ОСШ по уровню вероятности ошибки 0.01 для порогового метода с отбором подканалов до ≈ 2 дБ. Однако при этом значительно увеличился выигрыш в ПС при ОСШ меньших 13 дБ.

Отметим, что средняя скорость передачи пропорциональна среднему числу используемых подканалов. Число подканалов показано на рис. 5. Видно, что скорость больше при использовании метода без отбора сильных подканалов. Однако по другим характеристикам (вероятность ошибки и ПС) этот метод уступает пороговому методу с отбором собственных подканалов.

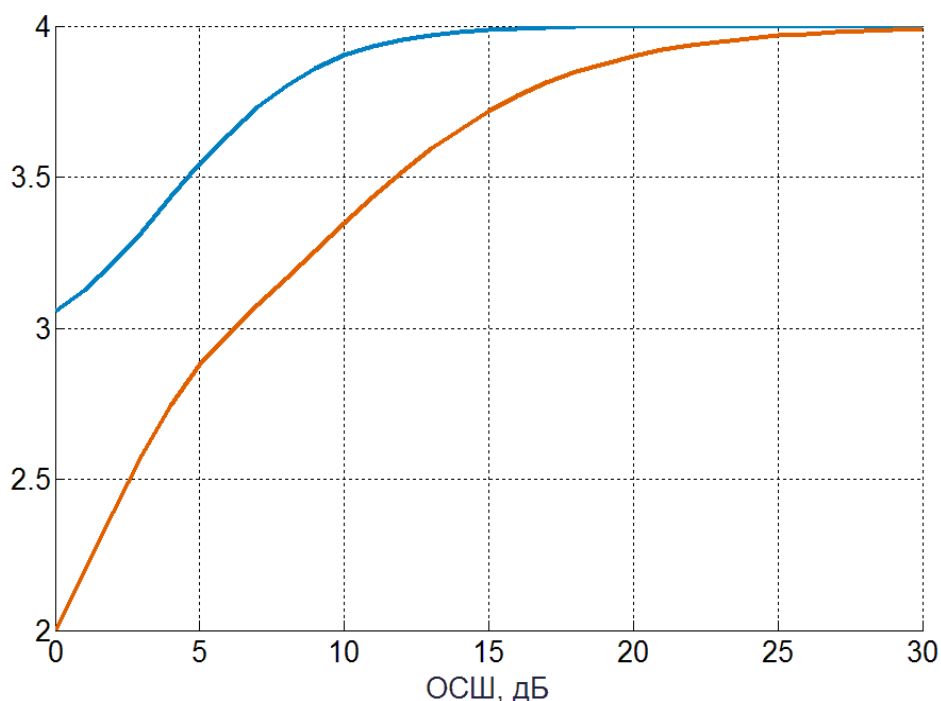


Рис. 5. Среднее число подканалов для методов с отбором и без отбора сильных подканалов (красная и синяя кривые, соответственно), $M=N=4$.

На рис. 6 приведены кривые для вероятности ошибки на бит в зависимости от ОСШ для при разном числе антенн ($M=4$, $N=8$) и 16КАМ-сигналах. Среднее число подканалов показано на рис. 7. Видно, что метод с отбором собственных подканалов обеспечивает выигрыш по вероятности ошибки и по пропускной способности при ОСШ меньших 8 дБ. При этом скорость передачи данных больше для метода без отбора подканалов.

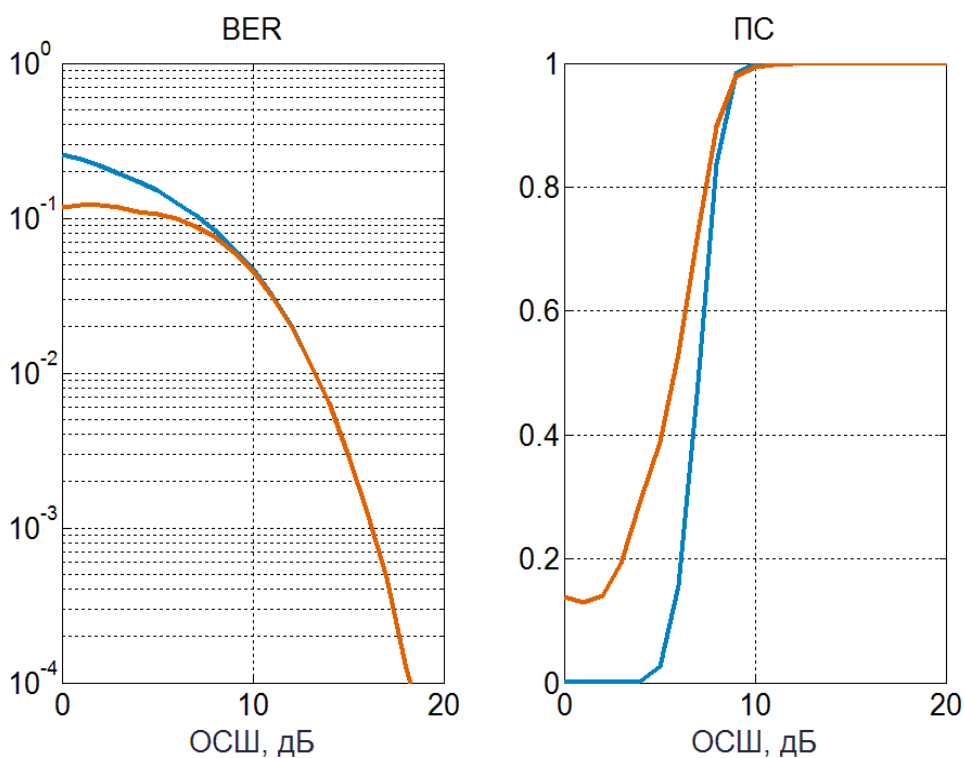


Рис. 6. BER и ПС для методов с отбором и без отбора сильных подканалов (красная и синяя кривые, соответственно), $M=4$, $N=8$, 16КАМ-сигналы.

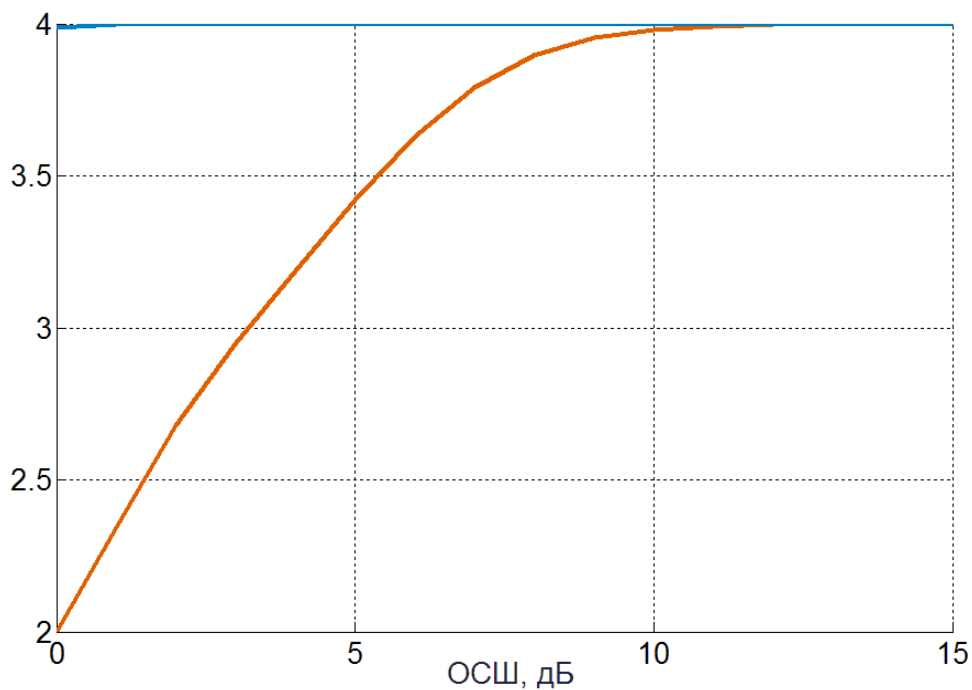


Рис. 7. Среднее число подканалов для методов с отбором и без отбора сильных подканалов (красная и синяя кривые, соответственно), $M=4$, $N=8$.

Заключение

В настоящей статье проведена сравнительная эффективность двух методов уменьшения вероятности ошибки на бит в ММО-системе с передачей информации по независимым собственным подканалам. Первый из них основан на использовании оптимального распределения мощности передатчика по всем подканалам, а второй (пороговый) – на отключении части собственных подканалов с наименьшими значениями ОСШ с помощью пороговой техники и оптимальном распределении мощности по оставшимся подканалам. В качестве характеристик системы рассматривались вероятность ошибки на бит и эффективная пропускная способность. Показано, что пороговый метод обеспечивает лучшие характеристики ММО-системы, особенно в области достаточно низких значений ОСШ.

Литература

1. Björnson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy and Hardware Efficiency. // Foundations and Trends in Signal Processing. 2017. V. 11, No. 3-4. P. 154–655. DOI: 10.1561/20000000093.
2. Palomar D., Jiang Y. MIMO transceiver design via majorization theory // Foundations and Trends in Communications and Information Theory. 2006. V. 3. No. 4–5. P. 331–551.
3. Paylraj A., Nabar R. and Gore D. Introduction to space-time wireless communications. Cambridge university press, 2003. – 278 p.
4. Jankiraman M. Space-time codes and MIMO systems. Artech House, Inc., 2004. – 328 p.
5. Space-Time Processing for MIMO Communications / Editors A.B. Gershman and N.D. Sidoropoulos. Wiley&Sons, 2005. – 370 p.
6. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. Нижний Новгород: Изд. ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. – 368 с.

7. Palomar D.P., Cioffi J.M., Lagunas M.A. Joint Tx-Rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: a unified framework for convex optimization // IEEE Trans. Signal Process. 2003. V. 51. No. 9, P. 2381–2401.
8. Palomar D.P., Lagunas M.A., Cioffi J.M. Optimum Linear Joint Transmit-Receive Processing for MIMO Channels with QoS Constraints // IEEE Trans. Signal Process. 2004. V. 52. No. 5, P. 1179–1197.
9. Scaglione A., Stoica P., Barbarossa S., Giannakis G.B., Sampath H. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders // IEEE Trans. Signal Process. 2002. V. 50. P. 1051–1064.
10. Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флакман А.Г. Уменьшение вероятности битовой ошибки при параллельной передаче информации в ММО-системе // Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т.46. № 3. С. 251–260.
11. Воеводин В.В. Линейная алгебра. М.: Наука, 1980. - 400 с.
12. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. - М.: Наука, 1988. - 552 с.
13. Ermolayev V.T., Flaksman A.G. and Averin I.M. Bit Error Rate in Eigenchannels of SVD-based MIMO System // Signal Process. 2013, V. 93, No. 12, P. 3319–3326.
14. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Лысяков Д.Н. Увеличение пропускной способности ММО-системы радиосвязи с параллельной передачей данных по собственным подканалам // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. Серия: Радиофизика. 2010, № 3, часть 1. С. 79–86.
15. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels // European Transactions on Telecommunications. 1999. V. 10. No. 6. P. 585–595.
16. Tulino A.M., Verdú S. Random Matrix Theory and Wireless Communications. Now Publishers, 2004. – 182 p.

Для цитирования:

Елохин А.В., Сорокин И.С., Флакман А.Г. Эффективность порогового метода оптимизации вероятности ошибки на бит и пропускной способности в ММО-системе с обратной связью. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. № 2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb20/1/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.2.1