

УДК 621.396:621.391.82

О ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КОРОТКОВОЛНОВОГО КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ ПРИ ПОМОЩИ МІМО-СИСТЕМЫ

С. А. Метелёв*

Научно-производственное предприятие «Полёт», г. Нижний Новгород, Россия

В статье рассматривается возможность повысить пропускную способность радиоканала в коротковолновом диапазоне за счёт использования антенных решёток. Эффективность МІМО-системы исследована на модифицированной модели Ватерсона методом имитационного моделирования. Определены параметры сигналов, для которых МІМО-обработка даёт наилучшие показатели.

ВВЕДЕНИЕ

В условиях жёстких ограничений на частотную полосу сигналов и мощность передающих средств наиболее перспективный путь значительно повысить темп передачи информации — использовать антенные решётки на приём и передачу [1–8]. Такие системы называют МІМО-системами (multiple input multiple output); в них осуществляется пространственная обработка сигналов, а антенные решётки с обрабатывающими устройствами носят название SMART-антенн. Пропускная способность МІМО-систем может быть увеличена пропорционально числу антенных элементов по сравнению с обычными SISO-системами (single input single output); точнее говоря, она складывается из пропускных способностей субканалов — мод канала [9].

Системы МІМО разделяют на два типа: со знанием и без знания параметров канала на передающем конце линии связи [10]. Знание канальных коэффициентов позволяет создать весовое распределение в передающей антенной решётке, согласованное с пространственным каналом; это знание возможно при наличии обратной линии связи, по которой передаётся служебная информация о канале распространения сигнала. При этом естественным образом снижается скорость обмена полезными данными.

Возможны другие пути формирования передающего сигнала без использования знания о канале: блочное пространственно-временное кодирование с определённой структурой или введение заранее известной обучающей последовательности. Эти способы позволяют выделить полезные сигналы согласно работам [11–15] линейным преобразованием сигналов с выходов приёмной решётки. При указанном подходе также снижается пропускная способность за счёт неизбежной избыточности при кодировании передаваемых данных. Кроме того, существуют методы оценивания канала без обучающей последовательности — «слепое» оценивание [16–18]. Эти методы не требуют дополнительных временных ресурсов от передаваемого сигнала, однако непросты в реализации, и в некоторых сложных условиях распространения сигнала не приводят к успеху.

Технология МІМО применена в системах мобильной связи 3-го и 4-го поколений (стандарты IEEE 802.11n, IEEE 802.16), что позволяет увеличить пиковую скорость передачи информации с 54 Мбит/с до 200 Мбит/с (в варианте использования 4-элементных антенных решёток). В упрощённом виде схема передачи данных в такой системе приведена на рис. 1.

Передачик в такой системе посылает n независимых сигналов, используя n антенн. На приёмной стороне каждая из m антенн получает сигналы, которые являются суперпозицией n сигналов

* metelev55@mail.ru

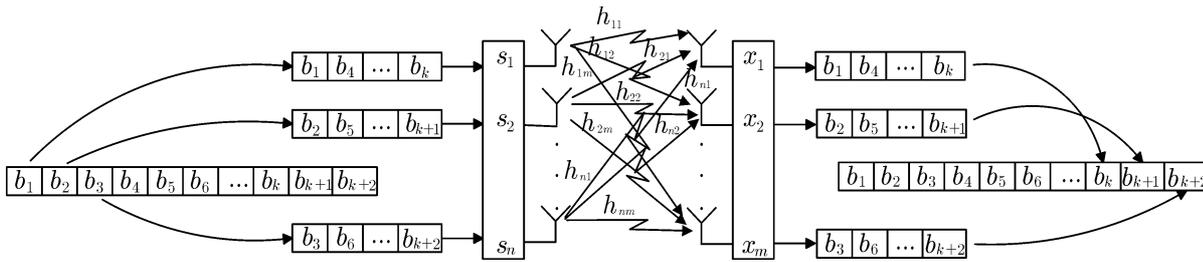


Рис. 1. Принцип реализации технологии MIMO [19]

от всех передающих антенн. Таким образом, сигнал x_1 , принимаемый первой антенной, можно представить в виде суммы

$$x_1 = h_{11}s_1 + h_{21}s_2 + \dots + h_{n1}s_n.$$

Записывая подобные уравнения для каждой приёмной антенны, получим следующую систему

$$\begin{aligned} x_1 &= h_{11}s_1 + h_{21}s_2 + \dots + h_{n1}s_n, \\ x_2 &= h_{12}s_1 + h_{22}s_2 + \dots + h_{n2}s_n, \\ &\dots \\ x_m &= h_{1m}s_1 + h_{2m}s_2 + \dots + h_{nm}s_n, \end{aligned}$$

или в матричном виде

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s}, \tag{1}$$

где \mathbf{H} — матрица переноса, описывающая MIMO-канал связи ¹.

Для того, чтобы на приёмной стороне правильно восстановить все сигналы, декодер должен прежде всего определить коэффициенты h_{lj} , характеризующие каждый из $m \times n$ каналов передачи. Для определения коэффициентов h_{lj} в технологии MIMO используется преамбула пакета.

Определив коэффициенты матрицы переноса, можно легко восстановить переданный сигнал:

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{x}. \tag{2}$$

Технология пространственной обработки MIMO реализует пространственный ресурс радиолиний в целях повышения пропускной способности канала или увеличения отношения сигнал/шум при приёме сигнала. Эта обработка эквивалентна разделению пространственно разнесённых источников разных сигналов, которое реализуется в пространственных сепараторах сигнала и помех в целях компенсации последних и максимизации отношения сигнал/(помехи + шум) на одном из выходов сепаратора [20–24].

Задача разделения источников формулируется следующим образом.

Предполагается существование n сигналов $s_1(t), \dots, s_n(t)$ и наблюдение такого же количества их суперпозиций $x_1(t), \dots, x_n(t)$. Смеси сигналов представляют собой линейные комбинации мгновенных значений сигналов, т. е. $x_j(t) = \sum_{l=1}^n a_{lj}s_l(t)$ для каждого $j = 1, \dots, n$. В компактной форме это представляется уравнением смешивания

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t), \tag{3}$$

¹ Во введении в выражениях для принимаемых сигналов опущены аддитивные слагаемые собственного шума приёмников; это сделано для того, чтобы подчеркнуть основную идею пространственного мультиплексирования сигналов.

где $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_n(t)]^T$ — вектор-столбец сигналов источников, вектор $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T$ — вектор наблюдаемых сигналов, $n \times n$ -матрица смешивания \mathbf{A} содержит смешивающие коэффициенты. Здесь и в дальнейшем символ «Т» обозначает транспонирование.

Для разделения сигналов необходимо восстановить вектор источников $\mathbf{s}(t)$, используя только наблюдаемые данные $\mathbf{x}(t)$, предположение о взаимной независимости между компонентами входного вектора $\mathbf{s}(t)$ и, возможно, некоторую априорную информацию. Эта задача может быть сформулирована как вычисление $n \times n$ -матрицы разделения \mathbf{B} , результат действия которой

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{B}\mathbf{x}(t) \quad (4)$$

является оценкой $\hat{\mathbf{s}}(t)$ вектора источников. Схематически это можно пояснить следующим образом:

$$\begin{pmatrix} s_1 \\ \dots \\ s_n \end{pmatrix} = \mathbf{s} \rightarrow \mathbf{A} \xrightarrow{\mathbf{x}} \mathbf{B} \rightarrow \mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ \dots \\ y_n \end{pmatrix} = \hat{\mathbf{s}}.$$

Сопоставляя постановку задач ММО-обработки и разделения источников сигналов видим полную их эквивалентность: вектору сигналов с разнесённых передающих антенн одного источника \mathbf{s} ставится в соответствие вектор с размерностью n независимых источников сигналов \mathbf{s} , канальной матрице \mathbf{H} — матрица смешивания \mathbf{A} , матрица разделения \mathbf{B} является обратной неизвестной матрице смешивания или канальной матрице.

Таким образом, реализация ММО-обработки, как и пространственное разделение источников сигналов, сводится к поиску матрицы разделения.

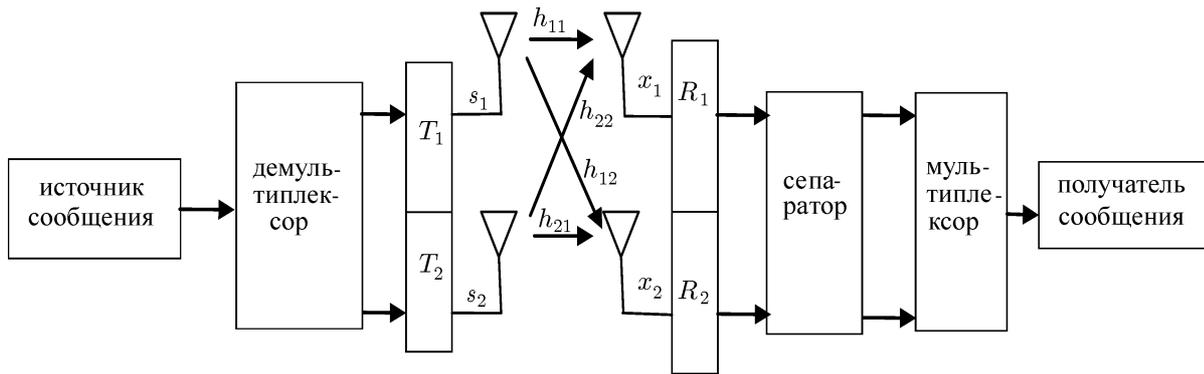
В работах [25, 26] проведён анализ возможностей ММО-систем связи в рэлеевских каналах при априори известной (или точно измеренной при помощи обучающих последовательностей) на обоих концах радиолинии матрице \mathbf{H} .

Одним из интенсивно развивающихся направлений пространственной обработки сигналов является разработка методов «слепого» разделения сигналов, которые основываются на статистических характеристиках сигнала с привлечением минимума априорных сведений [27]. Один из этих методов, основанный на представлении матрицы смешивания в виде произведения отбеливающей (декоррелирующей) матрицы и матрицы поворота, успешно используется нами при построении адаптивных алгоритмов для сепараторов сигнала и помех в целях повышения помехозащищённости радиоприёма в условиях случайных и преднамеренных помех, в частности, в коротковолновом диапазоне [20–22, 28, 29].

Представляет интерес применить разработанные алгоритмы «слепого» разделения сигналов в задачах ММО-обработки для повышения пропускной способности в коротковолновом диапазоне и исследовать их эффективность на модели нестационарного многолучёвого коротковолнового канала связи.

1. МОДЕЛЬ КАНАЛА СВЯЗИ

В работе [30] для задач пространственной обработки сигналов в коротковолновом диапазоне предложена модифицированная модель Ватерсона и исследована эффективность подавления многолучёвого сигнала в каналах с разной степенью нестационарности/многолучёвости. Этот коэффициент подавления «чужого» сигнала на «полезном» выходе сепаратора определяет верхнюю границу эффективности разделения. В работе [30] показано, что коэффициент подавления достаточно высок для узкополосных сигналов (полоса частот $\Delta f \approx 100 \div 200$ Гц) и значительно уменьшается с расширением полосы сигнала. Отсюда следует, что для ММО-системы в коротковолновом диапазоне необходимо использовать сигналы с полосой порядка 100 Гц, набор таких

Рис. 2. Модель ММО-системы 2×2

сигналов на разнесённых частотах в полосе стандартного телефонного канала 3 кГц должен обрабатываться в отдельных пространственных сепараторах. Только в этом случае можно ожидать заметного выигрыша по пропускной способности за счёт ММО-обработки. Эффективность такой узкополосной системы ММО с двумя ветвями разнесения (две передающие антенны, $n = 2$, и две приёмные антенны, $m = n = 2$) исследуется в данной работе методами имитационного моделирования.

Источник сообщения генерировал импульсный сигнал со скоростью 100 бит/с, который после демультиплексирования на два потока формировал два узкополосных бинарных сигнала на одинаковой радиочастоте с относительной фазовой телеграфией (ОФТ-2, или DPSK) с символьной скоростью 50 бод каждый. Сигналы при помощи двух пространственно разнесённых антенн (разнесение составляло половину длины радиоволны) поступали в канал связи, который в соответствии с моделью Ватерсона моделировался несколькими лучами с разными задержками и гауссовой функцией рассеяния. Распространение сигнала от передающих до приёмных антенн описывается импульсными характеристиками $h_{lj}(t)$, индексы l и $j = 1, 2$ (см. рис. 2). После прохождения канала распространения сигналы принимались двумя антеннами с тем же пространственным разнесением и поступали на устройство адаптивной пространственной обработки — сепаратор сигналов. Смеси сигналов разделялись на 2 компонента, демодулировались с последующей оценкой вероятности ошибки на бит по каждому выходу сепаратора, и далее после мультиплексирования могли быть отданы получателю сообщения (см. рис. 2).

Сигнал, принимаемый j -й антенной от l -й передающей антенны, будет представлять собой интегральную свёртку с импульсной характеристикой канала, а суммарный принимаемый сигнал на j -й антенне определяется выражением

$$x_j(t) = \sum_{l=1}^n \int_0^{\tau_{\max}} h_{lj}(\tau) s_l(t - \tau) d\tau + z_j(t), \quad (5)$$

где $z_j(t)$ — собственный шум приёмного канала, n — число передающих антенн, τ_{\max} — длительность импульсной характеристики канала.

В модели Ватерсона коротковолновый канал моделируется линией задержки с отводами для каждой разделённой во времени моды. Этот задержанный сигнал модулирован по амплитуде и фазе случайной комплексной функцией времени $G_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, K$ — номер моды, или луча. Иначе говоря, импульсные характеристики канала представляются в виде суммы дельта-функций

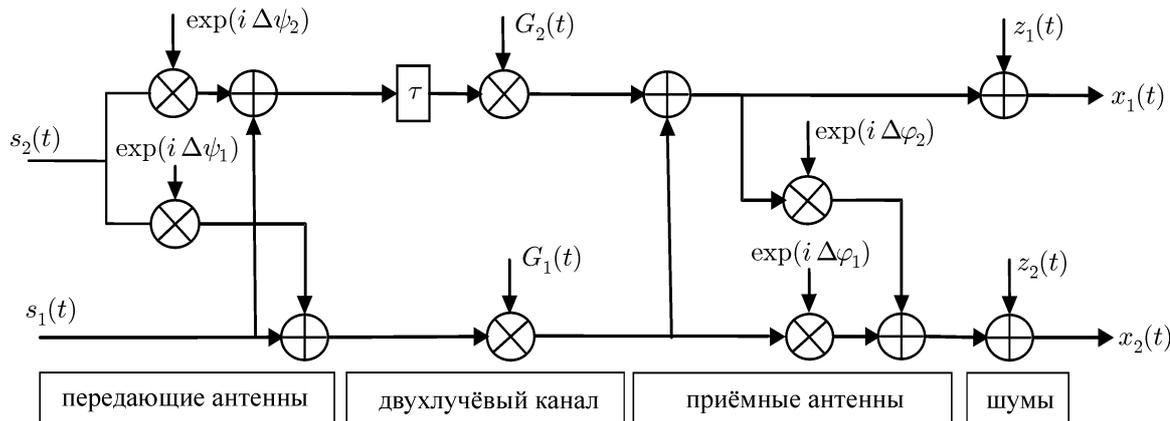


Рис. 3. ММО-система 2×2 с модифицированной моделью Ватерсона двухлучёвого канала связи; значки «+» и «x» в окружностях соответствуют операциям сложения и умножения соответственно

с разными задержками, умноженных на функции рассеяния:

$$h_{lj}(t) = \sum_{k=1}^K G_{lj,k}(t) \delta(t - \tau_k). \quad (6)$$

Комплексная функция рассеяния Ватерсона $G_k(t)$ состоит из двух независимых гауссовых случайных величин, образующих вектор, который имеет двумерное гауссово распределение. Известно, что модуль комплексной величины, действительная и мнимая части которой составляют независимый двумерный гауссов случайный процесс, имеет распределение Рэлея. Поэтому функция гауссового рассеяния формирует хорошо известные рэлеевские замирания, встречающиеся в коротковолновом распространении радиоволн. Для генерации такой функции белый шум с равномерным распределением своих мгновенных значений пропускается через частотный фильтр с гауссовой характеристикой, после чего случайный процесс приобретает гауссово распределение по времени и частоте. Доплеровский сдвиг в каждом луче Ω_k , обусловленный движениями отражающих слоёв в ионосфере, учитывается в функции рассеяния в виде множителя $\exp(i\Omega_k t)$.

В данной работе мы проанализируем возможности ММО-системы для простейшего случая двухлучёвого распространения сигнала в каждом из четырёх возможных направлений с импульсными характеристиками $h_{lj}(t)$. В соответствии с данным предположением характеристики $h_{lj}(t) = G_{lj,1}(t) + G_{lj,2}(t)$, где $G_{lj,k}$ — функции рассеяния от l -й передающей антенны до j -й приёмной антенны по k -му лучу.

Вследствие малого разнесения передающих и приёмных антенн сигналы идут по близким трассам, и все функции рассеяния для конкретного луча можно считать идентичными, но различающимися по лучам, т. е. $G_{lj,k} = G_k$ при любых номерах антенн l и j . Пространственное разнесение антенн учитывается соответствующими фазовыми набегам сигнала $\Delta\psi_k$ на передающих антеннах и $\Delta\varphi_k$ на приёмных антеннах. Набег $\Delta\varphi_k$ определяется углами прихода двух лучей в азимутальной, α_k , и угломестной, θ_k , плоскостях и пространственным разнесением антенн d : $\Delta\varphi_k = (2\pi/\lambda) \Delta r_k = (2\pi/\lambda) d \cos(\alpha_k) \cos(\theta_k)$. Выражение для набега $\Delta\psi_k$ аналогично, под углами α_k и θ_k в нём понимаются углы «ухода» двух лучей с передающих антенн. В общем случае азимуты прихода волн, идущих от одного источника по трассам с разным числом скачков, могут не совпадать между собой. При этом для дальнейшего моделирования достаточно принять предположение об их равенстве между собой и приравнять их к нулю: $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, т. е. расположить все антенные элементы в плоскости падения волн.

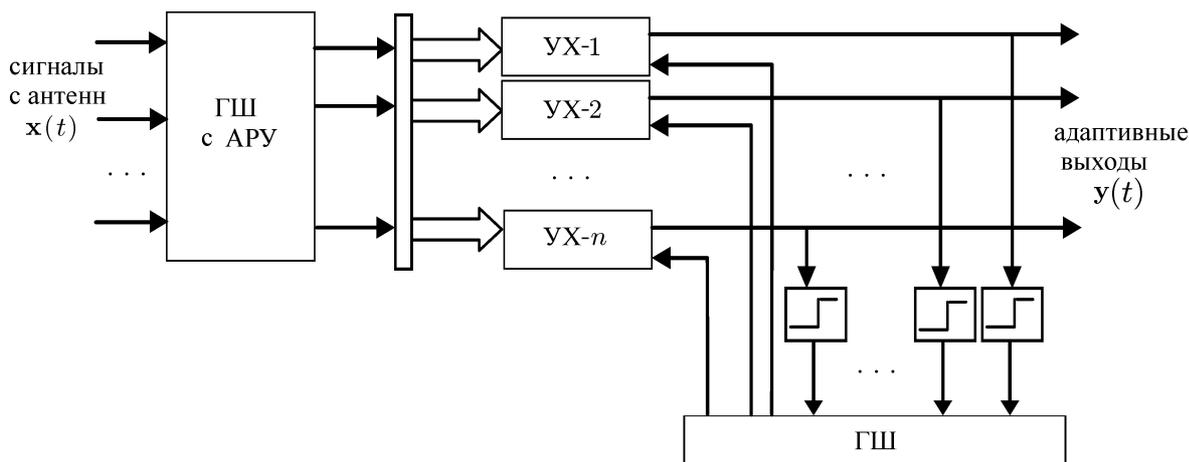


Рис. 4. Блок-схема алгоритма n -канального компенсатора (сепаратора) для сигналов с фазовой манипуляцией: ГШ — ортогонализатор Грама—Шмидта, УХ — процедура Уидроу—Хоффа для каждого канала, АРУ — автоматическая регулировка усиления

Структурная схема модифицированной модели Ватерсона [30], дополненная двумя передающими антеннами, представлена на рис. 3.

Общее выражение для принятых сигналов для случая произвольного числа передающих и приёмных антенн, а также любого числа лучей имеет вид

$$x_j(t) = \sum_{l=1}^n \sum_{k=1}^K s_l(t - \tau_k) G_k(t) \exp(i \Delta\psi_{lk} + i \Delta\varphi_{jk}) + z_j(t). \tag{7}$$

2. АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ

Принятые сигналы $x_j(t)$ поступали на вход устройства разделения, построенного по алгоритму Уидроу—Хоффа с предварительным ортонормированием входных колебаний [20, 21]. Эталонные сигналы в алгоритме Уидроу—Хоффа формировались из выходных сигналов сепаратора путём их жёсткого ограничения и последующей ортогонализации по алгоритму Грама—Шмидта. Для фазоманипулированных сигналов жёсткие ограничители дополнялись операцией комплексного сопряжения [31]. Блок-схема сепаратора приведена на рис. 4.

Алгоритм сепаратора Уидроу—Хоффа адаптивно оценивает элементы матрицы разделения: вначале входные процессы декоррелируются процедурой Грама—Шмидта, а затем осуществляется преобразование поворота в процедурах Уидроу—Хоффа.

Время настройки и качество обработки алгоритма определяется основным параметром — шагом градиентных алгоритмов Грама—Шмидта и Уидроу—Хоффа 2μ [21]. Характерное время усреднения интеграторов в корреляторах $\tau_{\text{уср}} = 1/(2\mu f_d)$, где f_d — частота дискретизации. Корреляторы, используемые в петле обратной связи адаптивного алгоритма, эквивалентны фильтру низкой частоты (ФНЧ) с полосой $F = 1/(2\pi\tau_{\text{уср}})$. Увеличивая шаг 2μ , можно ускорить настройку, но при этом ухудшается выходное отношение полезного сигнала к сумме помехи («чужого» сигнала) и шума приёмника (ОСПШ) за счёт «дрожания» весовых коэффициентов (недостаточном усреднении элементов корреляционной матрицы \mathbf{R}_{xx}). Поэтому при выборе шага настройки в стационарных каналах приходится идти на вынужденный компромисс: с одной стороны, необходимо декоррелировать колебания от двух источников с разной манипуляцией, для чего время усреднения должно быть не менее длительности 10 символов; с другой стороны, необходимо иметь

достаточно высокое выходное ОСПШ (более 10 дБ) для возможности последующего детектирования сигнала. Эти требования для узкополосного сигнала со скоростью 50 бод определяют время $\tau_{\text{уср}} = 32$ мс, или полосу эквивалентного фильтра низких частот $F = 5$ Гц. Фильтры системы автоматической регулировки усиления имели ту же ширину полосы. Влияние полосы этих фильтров на качество ММО-обработки в коротковолновом канале ниже будет исследовано отдельно, по умолчанию в моделировании использовалось значение $F = 5$ Гц.

Разделённые сигналы $y(t)$ являются оценкой $\hat{s}(t)$ передаваемых сигналов и в нашей имитационной модели поступали на блоки измерения качества связи (измерялась вероятность ошибки на бит) для разных условий в канале распространения и при различных параметрах инерционности алгоритма Уидроу—Хоффа. При этом использовались фиксированные антенные множители: набег фаз во второй антенне относительно первой для первого луча составлял $\Delta\varphi_1 = 156^\circ$, набег фаз во второй антенне относительно первой для второго луча составлял $\Delta\varphi_2 = 90^\circ$ как для передающей, так и для приёмной антенных решёток (выбраны углы места для типичной трассы со средней протяжённостью $\theta_1 = 30^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$).

Имитационное моделирование проводилось на нулевой рабочей частоте, сигналы с модуляцией ОФТ-2 представлялись в виде комплексных амплитуд, частота дискретизации составляла 2000 Гц, полоса сигналов формировалась низкочастотными фильтрами на передачу и на приём с полосой пропускания 45 Гц, полосой подавления 50 Гц (по уровню -50 дБ, фильтр с конечной импульсной характеристикой 846 порядка)². Сигналы детектировались в оптимальном некогерентном приёмнике.

Качество приёма (вероятность ошибки на бит p) в зависимости от отношения энергии бита к спектральной плотности шума E_b/N_0 исследовалось в нескольких точках приёмного устройства: на выходе приёмника без пространственной обработки (вероятность $p_{\text{прм}}$) и на двух выходах приёмника с сепаратором (p_{c1} и p_{c2}). Длительность выборки составляла около 11 500 бит (230 с). Проанализировано качество приёма в разных случаях.

3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ММО-ОБРАБОТКИ В ОДНОСИГНАЛЬНОМ СЛУЧАЕ

Сначала проанализируем качество приёма одиночного сигнала, излучаемого двумя передающими антеннами ($s_2(t) = 0$).

Измерялось качество приёма обычным приёмником и приёмником с ММО-обработкой (сепаратором) для четырёх вариантов канала:

- 1) однолучевый канал без рассеяния;
- 2) однолучевый канал с рассеянием, частотная полоса функции рассеяния $\delta = 0,1$ Гц;
- 3) двухлучевый «хороший» канал ($\delta = 0,1$ Гц, задержка 2-го луча $\tau = 0,5$ мс);
- 4) двухлучевый «средний» канал ($\delta = 0,5$ Гц, задержка 2-го луча $\tau = 1,0$ мс).

Понятия «хороший» канал и «средний» канал введены Международным консультативным радиокомитетом (CCIR), который сейчас называется Международным телекоммуникационным союзом (ITU-R), в рекомендациях CCIR 520-1 «Использование имитаторов высокочастотных ионосферных каналов». В этом документе определяются частотное уширение и время задержки для плохого, среднего и хорошего каналов в модели Ватерсона. Рекомендация ITU-R F.1487 «Испытания КВ модемов с шириной полосы частот до 12 кГц, использующие имитаторы ионосферных каналов» добавляет некоторые дополнительные характеристики каналов для низких, средних и

² Такие фильтры были выбраны для последующей реализации сигнально-кодовой конструкции в виде многотонального сигнала (30 разнесённых поднесущих с модуляцией ОФТ-2) в полосе телефонного канала.

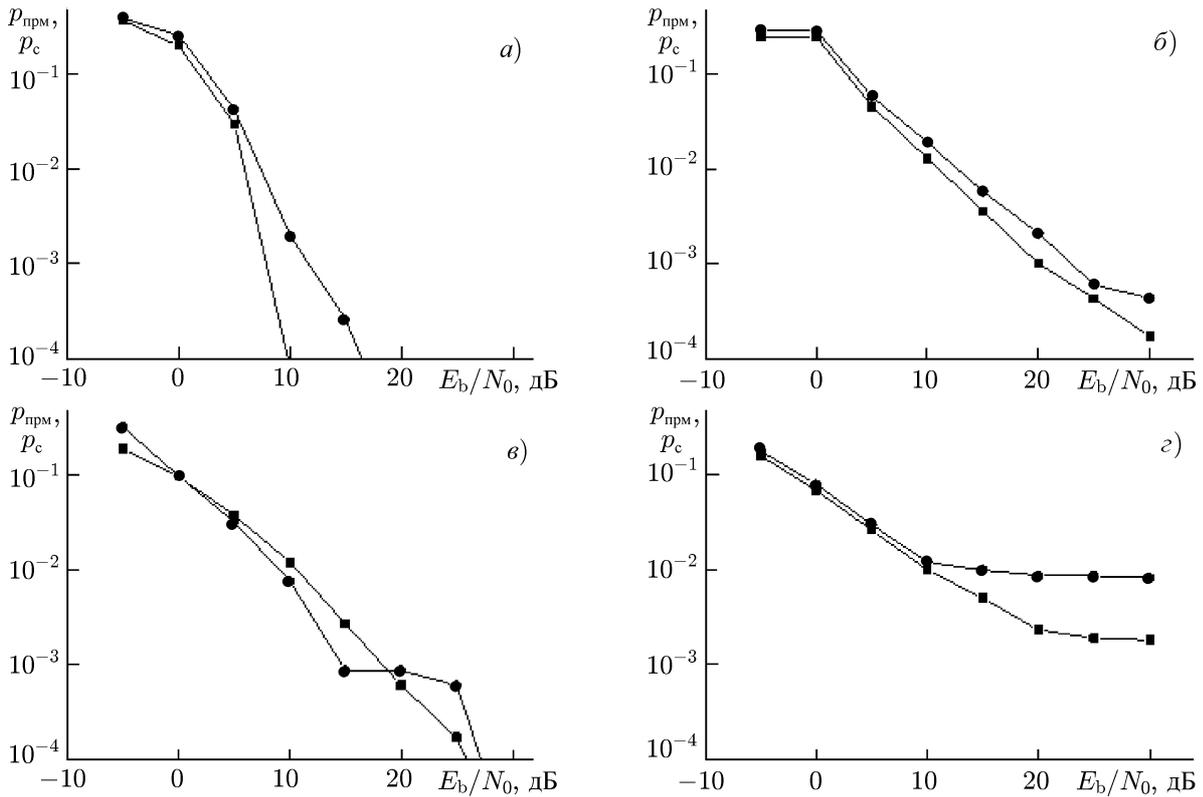


Рис. 5. Качество приёма оптимальным некогерентным приёмником без пространственной обработки и после пространственного сепаратора для 4 моделей канала распространения сигнала; односигнальный случай. Панель *a* соответствует одному лучу и каналу без рассеяния, *б* — одному лучу и каналу с рассеянием, *в* — двум лучам и «хорошему» каналу, *з* — двум лучам и «среднему» каналу. Линии с квадратами соответствуют вероятностям $p_{\text{прм}}$, с кругами — p_c

высоких широт. С физической точки зрения эти модели описывают распространение коротких радиоволн в ионосфере с разной степенью её возмущённости. Последняя определяется параметрами неоднородностей электронной концентрации плазмы, вызывающих угловое рассеяние радиоволн, и их дрейфовой скоростью. Задержка между лучами определяется протяжённостью трассы и высотой отражения лучей от ионосферы. Модели «хорошего» и «среднего» каналов типичны для среднеширотных трасс с небольшой протяжённостью (до 3000 км). Более подробно этот вопрос освещён в предыдущей работе [30].

Результаты измерений вероятности ошибки на бит обычным приёмником $p_{\text{прм}}$ и сепаратором p_c в зависимости от отношения энергии бита к спектральной плотности шума E_b/N_0 в этих каналах приведены на рис. 5.

Из приведённых графиков видно, что при усилении рассеяния в канале качество приёма ухудшается, причём одиночный приёмник принимает сигнал лучше. Качество приёма в MIMO-системе падает за счёт влияния шумов весовых коэффициентов и динамической ошибки слежения (см. ниже), однако приём сигнала с заданной вероятностью ошибки на бит не хуже $p_0 = 0,05$ обеспечивается и при пространственной обработке.

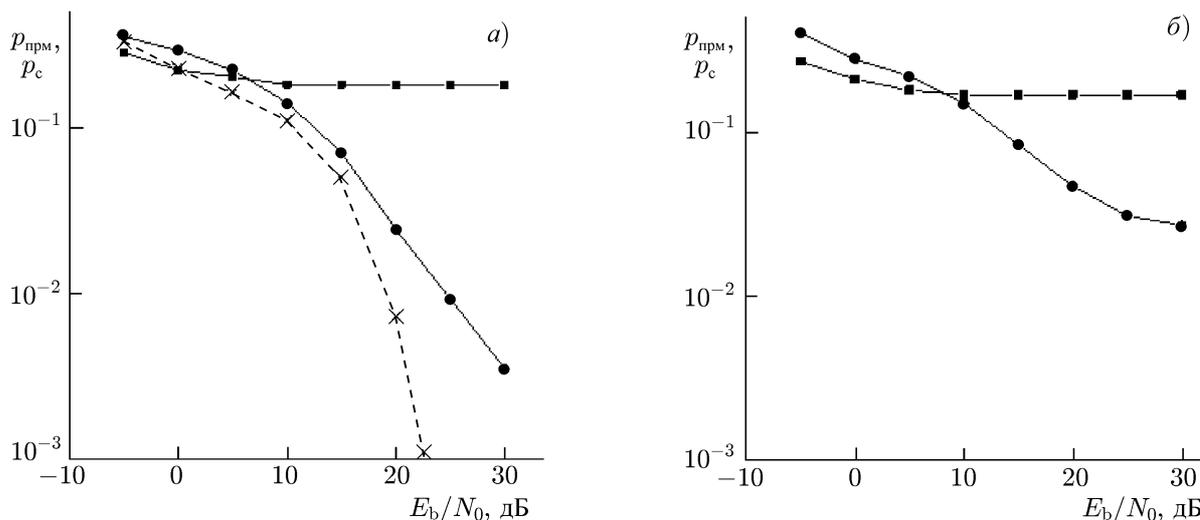


Рис. 6. Качество приёма оптимальным некогерентным приёмником без пространственной обработки и после пространственного сепаратора для 3 моделей канала распространения сигнала: *a* — «хороший» канал (сплошные кривые) и канал без рассеяния (пунктирная кривая); *b* — «средний» канал. Двухсигнальный случай. Кривые с квадратами соответствуют вероятностям $p_{\text{прм}}$, кривые с кругами и пунктирная линия — p_c

4. ВЫИГРЫШ МИМО-СИСТЕМЫ ПО ПРОПУСКНОЙ СКОРОСТИ В КОРОТКОВОЛНОВОМ КАНАЛЕ

Ситуация меняется радикальным образом при появлении в канале второго сигнала ($s_2(t) \neq 0$): обычный приёмник не способен принять ни один из сигналов в любом канале, в то время как приёмник после сепаратора в двухлучёвом канале обеспечивает приём и того, и другого сигнала после их разделения. В однолучёвом канале необходимая степень свободы для МИМО-обработки отсутствует и поэтому приём сигналов также невозможен: $p_{\text{прм}} = 0,39$, $p_c = 0,42$ для любого отношения E_b/N_0 .

Качество приёма для двухсигнального случая иллюстрируется сплошными кривыми на рис. 6 для двух типов канала:

- 1) двухлучёвый «хороший» канал ($\delta = 0,1$ Гц, задержка 2-го луча $\tau = 0,5$ мс);
- 2) двухлучёвый «средний» канал ($\delta = 0,5$ Гц, задержка 2-го луча $\tau = 1,0$ мс).

Из рис. 6 следует основной вывод данной работы: МИМО-обработка обеспечивает возможность передачи/приёма в многолучёвом канале нескольких потоков информации в одной полосе частот, тем самым повышая пропускную способность коротковолнового канала (в данном случае вдвое). В многолучёвых каналах со слабым рассеянием этот выигрыш достигается уже при достаточно слабом сигнале (в «хороших» каналах для $E_b/N_0 > 17$ дБ); усиление рассеяния сужает область применимости такой обработки (в «средних» каналах для $E_b/N_0 > 20$ дБ). Напоминаем, что данные уровни превышения сигнала над шумом понимаются в смысле среднего значения сигнала при рэлеевских замираниях.

На рис. 6а пунктиром приведена кривая помехоустойчивости для двухлучёвого канала ($\tau = 0,5$ мс) без рассеяния для МИМО-системы. С одной стороны, эта кривая подтверждает улучшение качества приёма в стационарном канале, с другой стороны, этот достигаемый выигрыш в вероятности ошибки на бит на выходе компенсатора p_c не настолько значителен, как можно было бы ожидать.

Причина этого заключается в конечном времени усреднения весовых коэффициентов алгорит-

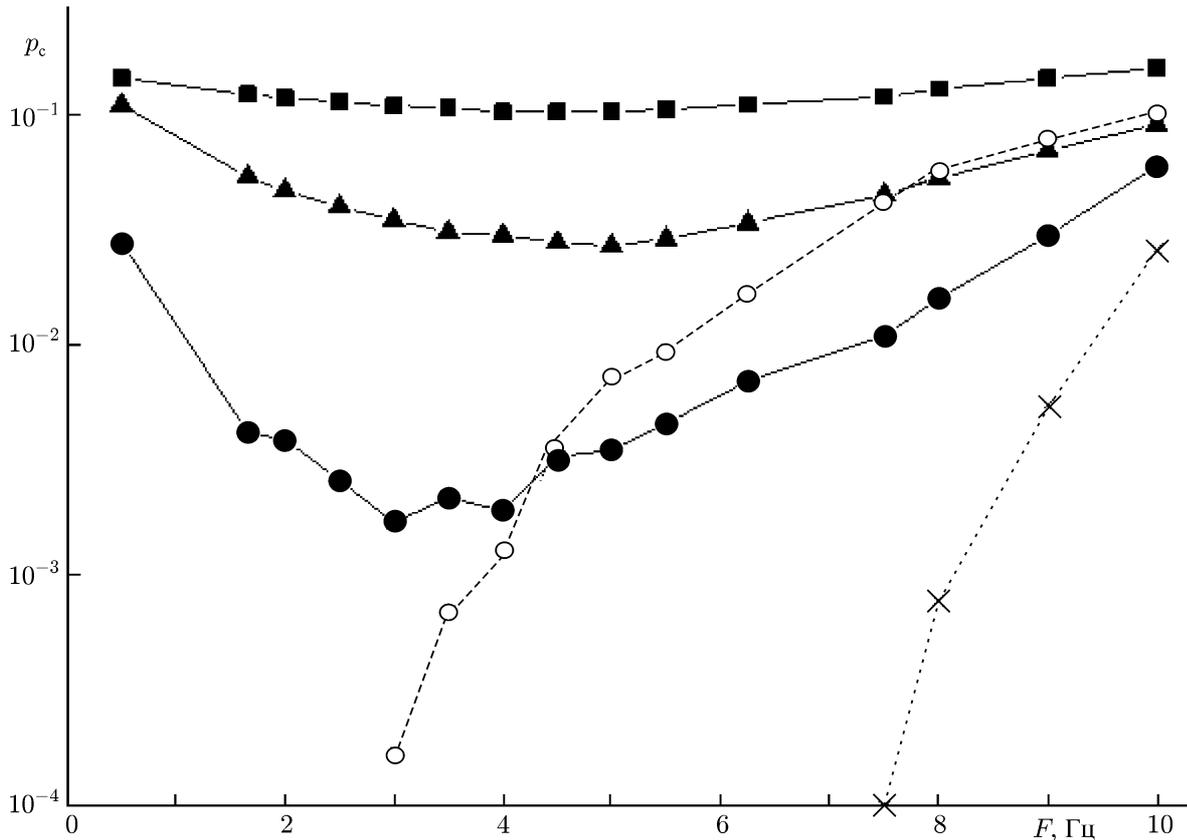


Рис. 7. Помехоустойчивость приёма ММО-системы в зависимости от полосы ФНЧ в корреляторах для разных типов двухлучёвого канала распространения. Линия с квадратами соответствует «плохому» каналу, $E_b/N_0 = 30$ дБ, с треугольниками — «среднему» каналу, $E_b/N_0 = 30$ дБ, с кругами — «хорошему» каналу, $E_b/N_0 = 30$ дБ, с крестиками — стационарному каналу, $E_b/N_0 = 30$ дБ, со светлыми точками — стационарному каналу, $E_b/N_0 = 20$ дБ

ма пространственной обработки: оценка элементов корреляционной матрицы осуществляется на «скользящем» интервале накопления с длительностью 10 символов (200 мс для сигнала ОФТ-2 со скоростью 50 бод), хотя для стационарного канала время $\tau_{\text{уср}}$ может быть более 32 мс, а полоса эквивалентного фильтра низких частот интеграторов F может быть менее 5 Гц.

5. ЗАВИСИМОСТИ КАЧЕСТВА ПРИЁМА ОТ ПОЛОСЫ ФНЧ В КОРРЕЛЯТОРАХ ПРИ ММО-ОБРАБОТКЕ

Для выяснения оптимальных параметров алгоритма пространственной обработки было проведено исследование качества приёма при фиксированном отношении энергии бита к спектральной плотности шума $E_b/N_0 = 30$ дБ в зависимости от полосы F ФНЧ в корреляторах. Результаты приведены на рис. 7.

На рис. 7 пунктирная кривая с крестиками показывает значительное монотонное падение вероятности ошибки на бит (улучшение помехоустойчивости) в стационарном двухлучёвом канале с отношением $E_b/N_0 = 30$ дБ при уменьшении полосы F : достоверность оценки корреляционных весовых коэффициентов сепаратора (или канальных коэффициентов смешивающей матрицы) возрастает при увеличении времени усреднения. Качество приёма при сужении полосы F улучшается независимо от уровня сигнала, что видно из пунктирной кривой со светлыми точками,

соответствующей отношению $E_b/N_0 = 20$ дБ.

В нестационарных каналах (три сплошные кривые на рис. 7) при любой полосе F есть потери помехоустойчивости, вызванные динамической ошибкой слежения: каналные коэффициенты изменяются на любом временном интервале усреднения в корреляторах ММО-обработки, поэтому возникает ошибка оценки элементов матрицы разделения, которая возрастает по мере увеличения времени оценки. Начальное улучшение помехоустойчивости в любом нестационарном канале наблюдается в диапазоне уменьшения полосы F от 10 Гц до $5 \div 3$ Гц и обусловлено улучшением оценки весовых коэффициентов на фоне белого шума приёмника; при дальнейшем сужении полосы усредняющего ФНЧ вероятность ошибок на бит растёт, что обусловлено превышением динамической ошибки слежения над усредняющим эффектом белых шумов. Сочетание этих факторов приводит к появлению экстремума в зависимости вероятности ошибки на бит от полосы F ФНЧ корреляторах. Такая зависимость помехоустойчивости приёма от времени усреднения наблюдается для всех трёх типов нестационарного канала, причём в «хорошем» канале максимальную помехоустойчивость ММО-обработки для сигнала ОФТ-2 можно обеспечить при полосе ФНЧ $F = 3 \div 4$ Гц, в «среднем» и «плохом» каналах — при $F = 5$ Гц.

Эти результаты говорят о следующем:

- 1) для разделения одинаковых сигналов с разной манипуляционной последовательностью требуется накопить в корреляторах не менее 10 символов (для декорреляции сигналов);
- 2) время накопления не должно превышать 200 мс, иначе недопустимо растёт динамическая ошибка слежения из-за свойств нестационарного коротковолнового канала;
- 3) для сигналов со скоростью $C > 50$ бод на интервале 200 мс можно накопить большее число символов, чем 10, однако при увеличении скорости расширяется полоса сигнала и возникают селективные замирания по частоте, что снижает эффективность пространственной обработки.

Таким образом, свойства нестационарного коротковолнового канала для построения ММО-системы определяют выбор полосы эквивалентного усредняющего фильтра $F^* = 5$ Гц, полосу частот сигнала $\Delta f^* = 100 \div 200$ Гц согласно сообщению [31], символьную скорость $C^* = 50$ бод. Для таких параметров ММО-обработка в коротковолновом диапазоне достаточно эффективна, об этом свидетельствуют результаты данного имитационного моделирования, а также экспериментальные результаты по пространственной компенсации коротковолновых помех, полученные нами ранее работе [30]. Для коротковолновых сигналов с параметрами, отличающимися от F^* , Δf^* , C^* в любую сторону, эффективность ММО-обработки резко падает.

6. ЗАМЕЧАНИЕ О ПЕРЕЗАХВАТАХ

ММО-обработка, построенная по принципу «слепого» разделения сигналов с одинаковым типом манипуляции, обладает серьёзным недостатком, проявляющимся в нестационарных каналах. Этому алгоритму свойственно явление перезахвата — неконтролируемого перехода сигналов от разных источников с одного выхода на другой. Перезахват вызван потерей пространственных различий приходящих радиосигналов от разных источников в определённые моменты времени («створов»), во время которых сигналы на короткие интервалы времени не разделяются, а после которых сигналы могут после разделения появиться на других выходах [33].

Борьба с перезахватом может быть основана на слежении за фазой импульсов тактовой синхронизации разделяемых колебаний: в случае неконтролируемого перехода этих фаз из одного канала в другой следует перекоммутировать выходы сепаратора согласно сообщению [33].

Другой способ борьбы с перезахватами, который можно реализовать в ММО-системе, — это использование различного типа манипуляции в сигналах с разных антенн $s_1(t), \dots, s_n(t)$, что может либо исключить их (за счёт гистерезисных свойств алгоритма Уидроу—Хоффа), либо обес-

печить контроль за переходами сигналов с заранее известным способом манипуляции на выходах сепаратора.

ВЫВОДЫ

Имитационное моделирование ММО-системы в коротковолновом диапазоне, основанное на модифицированной модели Ватерсона канала распространения радиоволн, показывает, что пропускная способность коротковолнового канала потенциально может быть увеличена за счёт применения разнесённых антенных элементов на приём и на передачу.

Такой выигрыш достигается как в стационарных, так и нестационарных многолучёвых радиоканалах. Эффективность пространственной обработки зависит от типа используемой манипуляции сигнала и от степени рассеяния в радиоканале. В работе показано, что ММО-обработка, построенная по принципу «слепого» разделения сигналов от разных источников, достаточно эффективна для узкополосных сигналов в «хороших» и «средних» каналах. Свойства «плохого» канала не позволяют получить выигрыша в пропускной способности подобным методом.

На примере антенных систем 2×2 определены основные характеристики сигнала (полоса частот, скорость передачи данных) и параметры применённого алгоритма ММО-обработки, при которых достигается повышение пропускной способности с заданным качеством.

Кроме возможностей построения коротковолновых ММО-систем, из проведённых в данной работе исследований следует крайне важный вывод об угловом разрешении для задачи компенсации помех методами пространственной обработки. Угловое разрешение компенсатора помех определяется как минимальное угловое разнесение источников сигнала и помехи, при котором устройство пространственно-временной обработки обеспечивает выходное отношение сигнал/(остатки помехи+шум) не менее заданного (например 10 дБ). Это угловое разрешение в отсутствие многолучёвости полностью определяется отношением сигнал/шум (ОСШ) на входе приёмника [29, 34] и не зависит от мощности помехи на входе. Например, для двухэлементной антенной решётки угловое разрешение составляет около 1° для ОСШ = 40 дБ и около 30° для ОСШ = 10 дБ. При совпадении углов прихода сигнала и помехи выигрыш от пространственной обработки исчезает.

Проведённый здесь анализ показывает, что при многолучёвом распространении сигнала и помехи, в отличие от общепринятых представлений, понятие углового разрешения исчезает, и разделение двух источников происходит даже при совпадающих углах прихода радиоволн в точке приёма. Это видно из рис. 3, на котором показано, что набеги фаз $\Delta\varphi_k$ в приёмной антенной решётке одинаковы для радиоволн от обоих источников. Достаточным является пространственное разнесение двух источников на расстояние в половину длины волны, что всегда выполняется в задачах борьбы с помехами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sheikh K., Gesbert D., Gore D., Paulraj A. // IEEE Communications Magazine. 1999. No. 11. P. 100.
2. Winters J. H. // IEEE Personal Communications. 1998. No. 2. P. 23.
3. Chryssomallis M. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2000. V. 42. P. 129.
4. Foshini G. J. // Bell Labs Technical J. 1996. V. 1. P. 41.
5. Andersen J. B. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2000. V. 42. P. 12.
6. Paulraj A. J., Papadias C. B. // IEEE Signal Processing Magazine. 1997. No. 11. P. 49.
7. Vornfeld U., Walk C., Walk B. // IEEE Communication Magazine. 1999. No. 11. P. 52.
8. Sony R. A., Buehrer R. M., Benning R. D. // IEEE Signal Processing Magazine. 2000. V. 19. P. 54.

9. EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications. Hindawi Publ. Corp., 2005. V. 3. Smart Antennas — State of the Art / Ed. by T. Kaiser, A. Bourdoux, H. Boche, et al.
10. Murch R. D., Letaief K. B. // IEEE Communication Magazine. 2002. V. 40. P. 76.
11. Alamouti S. M. // IEEE J. Selected Areas Communications. 1998. V. 16. P. 1451.
12. Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A. R. // IEEE Trans. Information Theory. 1999. V. 47. P. 199.
13. Steiner A., Peleg M., Shamai S. // IEEE Trans. Signal Processing. 2002. V. 50. P. 2385.
14. Sengupta C., Cavallaro J. R., Aazhang B. // IEEE Trans. Communications. 2001. V. 49. P. 543.
15. Budianu C., Tong L. // IEEE Trans. Signal Processing. 2002. V. 50. P. 2515.
16. Bolckei H., Heath R. W., Paulraj A. // IEEE Trans. Signal Processing. 2002. V. 50. P. 96.
17. Vanderveen M. C., Veen A., Paulraj A. // IEEE Trans. Signal Processing. 1998. V. 46. P. 682.
18. Tsantsantis M. K., Giannakis G. // IEEE Trans. Signal Proc. 1997. V. 45. P. 1241.
19. Пахомов С. // Компьютер пресс. 2007. № 8. <http://compress.ru/article.aspx?id=17782>.
20. Метелёв С. А., Шишкин Ю. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 1997. Т. 40, № 3. С. 378.
21. Метелёв С. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2000. Т. 43, № 3. С. 250.
22. Метелёв С. А., Шишкин Ю. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2000. Т. 43, № 2. С. 130.
23. Hackett C. M. // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1981. V. 17, No. 2. P. 234.
24. Ефименко В. С., Харисов В. Н. // Радиотехника. 1996. № 7. С. 87.
25. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Аверин И. М., Грибов Д. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2004. Т. 47, № 2. С. 143.
26. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Лысяков Д. Н. // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 9. С. 816.
27. Cardozo J. F. // Proc. IEEE. 1998. V. 9, No. 10. P. 2009.
28. Метелёв С. А., Валов В. А., Кабаев Д. В. и др. // Телекоммуникации. 2004. № 1. С. 23.
29. Метелёв С. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2000. Т. 43, № 1. С. 45.
30. Метелёв С. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 4. С. 266.
31. Метелёв С. А., Волкова Е. Н., Шишкин Ю. В. // Тр. VI Международной научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь», 2000, г. Воронеж. Т. 2. С. 1131.
32. Метелёв С. А., Шишкин Ю. В., Лисов А. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 1998. Т. 41, № 3. С. 403.
33. Метелёв С. А., Волкова Е. Н. // Тр. XII Международной научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь», 2006, г. Воронеж. Т. 1. С. 259.
34. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

Поступила в редакцию 4 октября 2013 г.; принята в печать 29 декабря 2013 г.

ON POSSIBILITY OF INCREASING THE SHORT-WAVE RADIO-COMMUNICATION CHANNEL THROUGHPUT USING MIMO SYSTEM

S. A. Metelev

The possibility of increasing the radio-channel throughput in the short-wave range using antenna arrays is considered. The MIMO-system efficiency is studied with the help of the modified Watterson model by the method of simulation modeling. The signal parameters for which the MIMO processing yields the best results are determined.