

УДК 621.396.2

## АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МИМО СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТУРБУЛЕНТНОЙ СРЕДЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ КАНАЛОВ

**Грачев М.В.**, к.т.н., доцент кафедры РТУ, Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, e-mail: grachev.m.v@rsreu.ru

**Паршин Ю.Н.**, д.т.н., профессор, зав. кафедрой РТУ, Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

## ANALYSIS OF THE CHANNEL CAPACITY OF THE MIMO INFORMATION TRANSMISSION SYSTEM IN A TURBULENT ENVIRONMENT WITH MUTUAL COUPLING

**Grachev M.V., Parshin Yu. N.**

The paper considers a model of an inhomogeneous continuous medium, which is a layered structure with varying permittivity. The simulation of the channel matrix of the MIMO communication system in a quasi-continuously layered inhomogeneous continuous medium with turbulence is carried out. Based on the ray theory, electromagnetic waves falling on the aperture of the receiving antenna are determined. The channel matrix is calculated taking into account the mutual coupling of receiving and transmitting channels. The channel capacity of a MIMO communication system is calculated with uniform signal power distribution, optimal power distribution by water filling and orthogonal spatial coding. The influence of the properties of a continuous medium on the channel capacity of the MIMO communication systems under consideration is analyzed.

**Key words:** MIMO communication system; inhomogeneous continuous medium; matrix of channel coefficients.

**Ключевые слова** MIMO система передачи информации; неоднородная сплошная среда; матрица канальных коэффициентов.

### Введение

Одним из основных требований к современным системам передачи информации является повышение пропускной способности канала. Однако ограниченность частотного и энергетического ресурсов не позволяют выполнять эти требования экстенсивным способом. Одним из перспективных направлений совершенствования систем передачи информации является технология MIMO, использующая пространственное кодирование и декодирование сигналов [1]. Для разработки алгоритмов пространственного кодирования и декодирования сигналов необходимо учитывать свойства среды распространения. Информация о свойствах среды используется для расчета коэффициентов передачи сигнала от каждой передающей антенны к каждой приемной антенне.

Особенностями распространения электромагнитной волны (ЭМВ) являются значительное затухание сигнала в среде и многолучевость, вызванная отражениями сигнала от локальных неоднородностей среды, что обуславливает различие условий распространения для каждой пары передающей и приемной антенн. Широко известны модели, описывающие распространение ЭМВ в бесконечной однородной сплошной среде [2]. При исследовании распространения ЭМВ в неоднородной сплошной среде учитывается только изменение средней мощности сигнала в точке приема [3–6].

Наличие неоднородностей различного происхождения существенно искажает прямолинейное распространение ЭМВ, вызывает поглощение энергии, дифракцию,

Рассматривается модель неоднородной сплошной среды, представляющая собой слоистую структуру с изменяющейся диэлектрической проницаемостью. Проводится моделирование матрицы канальных коэффициентов MIMO системы в квазинепрерывно-слоистой неоднородной сплошной среде с турбулентностью. На основе лучевой теории определены электромагнитные волны, падающие на апертуру приемной антенны. Рассчитана матрица канальных коэффициентов с учетом взаимного влияния приемных и передающих каналов. Рассчитывается пропускная способность MIMO системы с равномерным распределением мощности сигнала, оптимальным распределением мощности методом «водозаполнения» и ортогональным пространственным кодированием. Проводится анализ влияния свойств сплошной среды на пропускную способность рассматриваемых MIMO систем.

преломление и отражение ЭМВ [3, 7, 8]. Неоднородность сплошных сред характеризуется зависимостью удельной проводимости, диэлектрической и магнитной проницаемостей от координат, анизотропностью, которые в том числе обуславливают дисперсионные свойства среды.

При создании MIMO систем передачи информации в неоднородных сплошных средах необходимо размещать на приемной и передающей сторонах технические средства, функционирующие с учетом особенностей распространения ЭМВ и соответствующего преобразования сигнала. Для формирования и обработки сигналов, а также пространственного кодирования и декодирования широко используются цифровые алгоритмы и устройства. Анализ характеристик канальных коэффициентов производится с использованием геометрических и статистических моделей, изложенных в работах [9, 10], а также в стандарте COST 259. Как правило, при геометрическом моделировании полагается, что среда распространения однородная, а многолучевость обусловлена локальными неоднородностями [4, 5]. Оценивание ка-

нальных коэффициентов при распространении сигнала в неоднородных сплошных средах является неотъемлемым условием реализации преимуществ MIMO систем передачи информации.

Функционирование беспилотных аппаратов и беспроводных сенсоров может происходить в сплошных средах, значительно отличающихся своими физическими, электрическими, а также химическими свойствами. При распространении волновых полей различной природы и частоты возникает различное затухание и искажение спектра. Например, на распространение ЭМВ могут влиять такие явления, как концентрация примесей в газе или жидкости, давление, температура, интенсивность света, наличие потоков сплошной среды. Вместе с тем, актуальным является исследование свойств неоднородных сплошных сред и процессов, протекающих в них, с помощью беспроводных сенсоров, анализа собранных данных. Разворачивание беспроводных информационных систем в неоднородных сплошных средах на обширных территориях позволит существенно упростить получение данных о состоянии исследуемого физического объекта, увеличить динамику поступления данных, разрешающую способность. Поэтому исследование свойств неоднородных сплошных сред и распространение ЭМВ в таких средах является актуальной научно-технической задачей.

Целью работы является повышение пропускной способности MIMO системы передачи информации с учетом особенностей распространения ЭМВ в неоднородных сплошных средах и использования свойств канальных коэффициентов для пространственного кодирования и декодирования в MIMO системах передачи информации.

### Модель канальных коэффициентов в неоднородной сплошной среде

Рассмотрим MIMO систему, содержащую  $N_{\text{TX}}$  передающих антенн и  $N_{\text{RX}}$  приемных антенн (рис. 1). Коэффициенты матрицы канальных коэффициентов  $\mathbf{H} = \{h_{nm} e^{j\phi_{nm}}, n = 1,.., N_{\text{RX}}, m = 1,.., N_{\text{TX}}\}$  в квазинепрерывно-слоистой неоднородной сплошной среде характеризуют изменение амплитуды и фазы ЭМВ при ее распространении от  $m$ -й передающей антенны к  $n$ -й приемной антенне. Представим неоднородную сплошную среду в виде слоистой структуры с плотно прилегающими друг к другу слоями вдоль плоских границ раздела, в которой свойства среды изменяются в направлении одной из осей прямоугольной системы координат и остаются неизменными в плоскостях, перпендикулярных этой оси [11, 12]. При увеличении количества слоев  $K$  среду распространения ЭМВ можно считать квазинепрерывно-слоистой, а задача распространения ЭМВ в подобной структуре сводится к последовательному решению задач многократной дифракции ЭМВ на границах раздела двух сред [13]. Так как при малой толщине слоя изменение характеристик среды незначительное, то при моделировании матрицы канальных коэффициентов  $\mathbf{H}$  в данной статье учитывается только преломленная составляющая луча в каждом из слоев, а отраженная составляющая учитывается только при полном отражении.

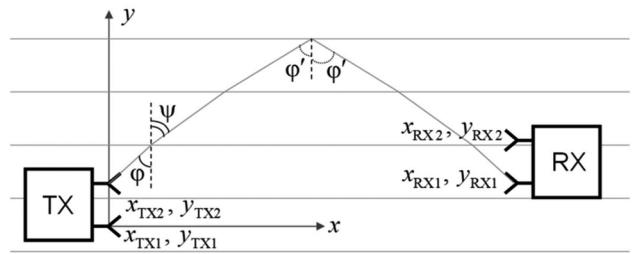


Рис. 1. Пространственная структура MIMO системы в квазинепрерывной слоистой среде

Для расчета элементов матрицы  $\mathbf{H}$  определим комплексную амплитуду ЭМВ, попадающей на апертуру приемной антенны. Рассмотрим падение плоской ЭМВ на границу раздела двух сред без потерь с относительными электрическими проницаемостями  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$  и магнитными проницаемостями  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  под углом падения  $\phi$ . Траектория распространения прямого луча в слоистой неоднородной сплошной среде в рассматриваемой MIMO системе определяется законом Снеллиуса, при критическом значении угла – законом отражения [3]. Поляризация ЭМВ линейная, вектор электрического поля ориентирован параллельно направлению слоев. Амплитудный коэффициент преломления по электрическому полю в соответствии с формулой Френеля [3] равен:

$$\tau = \frac{E_1}{E_2} = \frac{2Z_2 \cos \phi}{Z_1 \cos \phi + Z_2 \cos \psi},$$

где  $E_1$ ,  $E_2$  – амплитуды электрических векторов падающей и преломленной ЭМВ,  $Z_i = \sqrt{\frac{\mu_i \mu_0}{\epsilon_i \epsilon_0}}$  – волновые сопротивления сред распространения падающей  $i = 1$ , и преломленной  $i = 2$  ЭМВ,  $\epsilon_0$ ,  $\mu_0$  – электрическая и магнитная постоянные. Угол преломления определяется соотношением  $\frac{\sin \phi}{\sin \psi} = \frac{n_2}{n_1}$ , где  $n_i = \sqrt{\epsilon_i \mu_i}$  – показатель преломления среды.

Пропускательная способность среды  $T$ , равная отношению интенсивностей преломленной и падающей ЭМВ, связана с амплитудным коэффициентом преломления  $\tau$  соотношением [3]:

$$T = \frac{Z_1 \cos \phi}{Z_2 \cos \psi} |\tau|^2,$$

В соответствии с лучевой теорией [3] канальные коэффициенты определяются как среднее значение комплексных коэффициентов преобразования поля в каждом луче

$$h_{nm} = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{r=1}^{M_{nm}} \sqrt{T_{nm}(r)} e^{j\phi_{nm}(r)}, \quad (1)$$

где  $M$  – общее число лучей, излучаемых каждой передающей антенной,  $M_{nm}$  – число лучей, попадающих на эффективную площадь  $n$ -й приемной антенны от  $m$ -й передающей антенны,  $T_{nm}(r)$  – пропускательная способность лучей, попадающих в апертуру приемной антенны,  $\phi_{nm}(r)$  – сдвиг фазы сигнала в каждом из лучей. При по-

следовательном прохождении слоев происходит ослабление мощности сигнала, в результате чего пропускательная способность равна

$$T_{nm}(r) = \prod_{k=1}^K T_{nm}(r, k), \quad (2)$$

где  $T_{nm}(r, k)$  – пропускательная способность  $k$ -го слоя, вызванная частичным отражением луча,  $K$  – количество пройденных слоев. При преломлении на границе раздела двух сред всегда выполняется условие  $\tau > 0$ , поэтому фаза преломленной ЭМВ равна фазе падающей ЭМВ. Фазовый сдвиг сигнала каждого луча определяется длиной пройденного пути

$$\phi_{nm}(r) = \sum_{k=1}^{K-1} \frac{2\pi}{\lambda_k} \sqrt{(x_{k+1} - x_k)^2 + (y_{k+1} - y_k)^2 + (z_{k+1} - z_k)^2}, \quad (3)$$

где  $x_k, y_k, z_k$  – координаты точки преломления и падения луча в  $k$ -м слое для каждого из лучей от  $m$ -й передающей антенны к  $n$ -й приемной антенне,  $\lambda_k$  – длина ЭМВ в каждом слое.

### Учет взаимного влияния элементов антенной системы на свойства канальной матрицы

В сплошных средах при малых электрических размерах антенной системы и близком расположении элементов наблюдается эффект взаимного влияния, который изменяет распределение поля и характеристики излучения антенн. Это приводит к изменению характеристик каждой отдельной антенны и всей антенной системы в целом. Взаимная связь элементов антенных систем передатчика и приемника влияет на канальные коэффициенты совокупно с особенностями распространения ЭМВ в неоднородных сплошных средах, а также используемым диапазоном рабочих частот.

Рассмотрим пространственную структуру антенной системы (рис.1), соответствующую сильному взаимному влиянию, элементы которой расположены вертикально на малом расстоянии друг от друга. Полагаем, что в пределах антенной системы параметры среды изменяются незначительно и принимаются равными средним значениям в пределах антенной системы.

Для учета взаимного влияния элементов антенных систем используются матрицы взаимных импедансов  $\mathbf{Z}_{\text{ATX}}$  и  $\mathbf{Z}_{\text{ARX}}$  передающей и приемной антенных систем соответственно, а их расчет производится методом масштабирования, описанным в [14]. Величина взаимного влияния в данном случае пропорциональна значению масштабного коэффициента  $a_M$ . Рассматривается модельная антенная система с элементами в виде двух тонких вертикальных вибраторов, расположенных в одной плоскости на расстояниях  $d_{mn}$  друг от друга. Матрица взаимных импедансов модельной антенной системы рассчитывается методом наведенных ЭДС [15]:

$$Z_A(m, n) = \frac{jW}{2\pi \sin k_w l} \times \\ \times \int_0^l (\alpha_{mn}(z) + \beta_{mn}(z) - \gamma_{mn}(z)) \frac{\sin k_w(l - |z|)}{\sin k_w l} dz,$$

$$\text{где } \alpha_{mn}(z) = \frac{\exp(-jk_w \sqrt{d_{mn}^2 + (z-l)^2})}{\sqrt{d_{mn}^2 + (z-l)^2}}, \quad \beta_{mn}(z) = \\ = \frac{\exp(-jk_w \sqrt{d_{mn}^2 + (z+l)^2})}{\sqrt{d_{mn}^2 + (z+l)^2}}, \quad \gamma_{mn}(z) = 2 \cos k_w l \times \\ \times \frac{\exp(-jk_w \sqrt{d_{mn}^2 + z^2})}{\sqrt{d_{mn}^2 + z^2}}, \quad k_w = 2\pi / \lambda \text{ – волновое число,}$$

$W$  – волновое сопротивление среды,  $2l$  – длина вибраторов,  $d_{mn}, m, n = 1, \dots, N$  – расстояния между вибраторами модельной антенной системы. Расстояния между элементами модельной антенной системы рассчитываются с учетом масштабного коэффициента и геометрии реальной антенной системы:  $d_{mn} = d_{mn}^{\text{AC}} / a_M$ .

В работе [14] описана модель многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов. В этом случае при распространении сигнала необходимо учитывать преобразование сигнала, его корреляционные свойства не только в среде распространения, а также в передающем и приемном трактах. В результате моделирования прохождения сигнала от передатчика к приемнику формируется матрица комплексных коэффициентов передачи сигнала от выхода передатчика к входу приемника  $\mathbf{K}$ , учитывающая взаимное влияние элементов антенных систем, особенности распространения сигнала в рассматриваемой неоднородной сплошной среде:

$$\mathbf{K} = \sqrt{R_{\Sigma\text{TX}}} \frac{W}{W + R_{\Sigma\text{RX}}} \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{\text{ARX}})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{Z}_{\text{ATX}}^{-1}, \quad (5)$$

где  $R_{\Sigma\text{TX}}, R_{\Sigma\text{RX}}$  – сопротивление излучения передающего и приемного антенных элементов соответственно,  $\mathbf{Z}_L$  – диагональная матрица нагрузочных импедансов.

### Моделирование матрицы канальных коэффициентов

Эффективность MIMO систем передачи информации в значительной степени определяется свойствами канальных коэффициентов [16, 17]. В данной статье рассматривается модель неоднородной сплошной среды на плоскости. Проведено моделирование матрицы канальных коэффициентов  $\mathbf{H}$  для неоднородной квазинепрерывно сплоистой среды (рис. 1), содержащей  $K = 500$  слоев, толщиной  $\delta y = 0,02\lambda$ , расположенных горизонтально каждый и вертикально друг над другом в диапазоне координат  $y = 0, \dots, 10\lambda$ .

Антennaя система передатчика содержит  $N_{\text{TX}} = 2$  антennы с координатами  $x_{\text{TX1}} = 0, y_{\text{TX1}} = 0, x_{\text{TX2}} = 0, y_{\text{TX2}} = 0,5\lambda$ . На приемной стороне расположена антennaя система, которая содержит  $N_{\text{RX}} = 2$  антennы с координатами  $x_{\text{RX1}} = 200\lambda, y_{\text{RX1}} = 0, x_{\text{RX2}} = 200\lambda, y_{\text{RX2}} = 0,5\lambda$ .

Приемные и передающие антennы являются всенаправленными. Для данного типа антenn эффективная длина каждой приемной антенны с учетом плоской моде-

ли среды равна  $I_{\text{ef}} = \frac{\lambda}{2\pi}$ . Вследствие уменьшающейся плотности среды при увеличении координаты  $y$  в приемные антенны могут поступить только лучи, излучаемые в диапазоне углов падения  $\phi = 0, \dots, 90^\circ$ .

Диэлектрическая проницаемость каждого слоя различна, а магнитная проницаемость каждого слоя одинакова и равна  $\mu = 1$ . Как было отмечено ранее, свойства среды изменяются вдоль оси  $y$  и неизменны вдоль оси  $x$ . Неоднородность среды выражается в виде зависимости относительной диэлектрической проницаемости от номера слоя  $k$  по координате  $y$ :

$$\varepsilon(k) = \varepsilon_{\text{нач}} + \Delta_y k + f_\varepsilon(k), \quad \varepsilon(k) > 0, \quad (6)$$

где  $\varepsilon_{\text{нач}}$  – начальное значение диэлектрической проницаемости для слоя с номером  $k = 0$ . Градиент диэлектрической проницаемости  $\Delta_y$  отражает систематическое изменение диэлектрической проницаемости в зависимости от вертикальной координаты. Для учета флюктуаций диэлектрической проницаемости в зависимости от координаты, вызванных турбулентностью среды, функция  $f_\varepsilon(k)$  задается в виде коррелированных случайных чисел с гауссовским распределением с дисперсией  $\sigma_\varepsilon^2$  и интервалом пространственной корреляции  $\Delta y$ . При моделировании дискретных слоев сплошной среды используется разностное уравнение для описания флюктуаций диэлектрической проницаемости, вызванной турбулентностью:

$$f_\varepsilon(k) = \left(1 - \frac{\delta y}{\Delta y}\right) f_\varepsilon(k-1) + \sigma_\varepsilon \sqrt{2 \frac{\delta y}{\Delta y}} n(k), \quad (7)$$

где  $n(k)$  – стандартные независимые гауссовые величины. В этом случае немонотонный характер изменения диэлектрической проницаемости в слоях рассматриваемой неоднородной среды приводит к многократным отражениям сигнала от различных слоев, а получаемое многолучевое поле имеет сложную интерференционную структуру и резкие пространственные изменения уровня сигнала. Интервал пространственной корреляции  $\Delta y$  определяет расстояние между точками в пространстве, при котором коэффициент корреляции флюктуаций диэлектрической проницаемости равен  $1/e \approx 0,368$ .

На рис. 2 приведен пример зависимости диэлектрической проницаемости от вертикальной координаты для  $\Delta_y = -2 \times 10^{-4}$ ,  $\delta y = 2 \times 10^{-7} \lambda$ .

Моделирование канальных коэффициентов проводилось в два этапа: на первом этапе рассчитываются траектории распространения сигнала в соответствии с описанной выше геометрической моделью при излучении сигнала в диапазоне угловых координат  $\alpha = 0, \dots, 90^\circ$  с шагом  $\Delta\alpha = 0,01^\circ$ . На втором этапе производится отбор  $M_{nm}$  лучей, которые попадают на эффективную длину  $I_{\text{ef}}$  каждой приемной антенны, определение их параметров в соответствии с уравнениями (2), (3) и последующий расчет канальных коэффициентов в соответствии с уравнением (1).

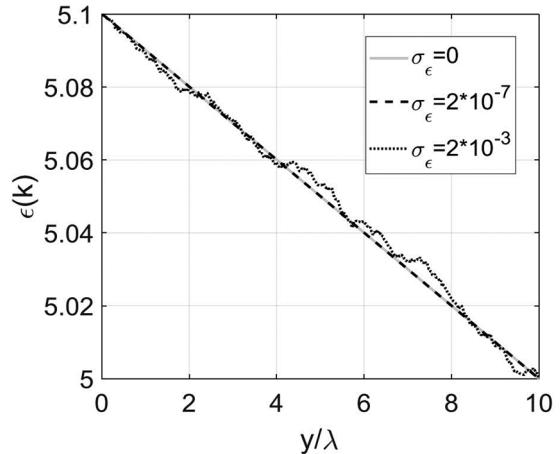


Рис. 2. Зависимости диэлектрической проницаемости от вертикальной координаты

### Анализ пропускной способности MIMO системы

Эффективность MIMO системы передачи информации определяется средним значением пропускной способности, рассчитанным для различных конфигураций MIMO системы и усредненной по реализациям канальной матрицы. Для узкополосных сигналов, когда дисперсионные свойства среды не оказывают существенного влияния, достаточно задать комплексную канальную матрицу на центральной частоте рабочего диапазона. Пусть канальная матрица  $\mathbf{H}$  известна на приемной и передающей стороне MIMO системы, реализуя таким образом систему с замкнутой обратной связью. Представим матрицу канальных коэффициентов в виде разложения по сингулярным числам:  $\mathbf{H} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H$ , где  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{V}$  – унитарные матрицы,  $\Sigma$  – диагональная матрица сингулярных чисел  $\sigma_p$ ,  $p = 1, \dots, P$ ,  $P \leq \min(N_{TX}, N_{RX})$  – ранг матрицы канальных коэффициентов. MIMO система может быть представлена в виде  $P$  независимых SISO каналов передачи информации, отношение сигнал-шум в каждом из которых зависит от величины сингулярных чисел. Пропускная способность MIMO системы передачи информации равна [1]

$$C_W = \sum_{p=1}^P \log_2 \left( 1 + q_p \sigma_p^2 \right),$$

где  $q_p$  – энергетический потенциал каждого SISO канала, которые при фиксированной мощности всех передатчиков рассчитываются на основе принципа «водозаполнения» [1]. Такое распределение мощности действует подобно согласованному фильтру: наибольшая мощность расходуется в каналах с высокой энергетической эффективностью, а меньшая мощность распределяется в каналах с низкой энергетической эффективностью. Для некоторых самых плохих каналов мощность вообще не выделяется. Если в MIMO системе канальная матрица на передающей стороне неизвестна, реализуя систему без обратной связи, то наилучшей стратегией будет равномерное распределение мощности, а пропускная способность соответственно равна  $C_E = \sum_{p=1}^P \log_2 \left( 1 + \sigma_p^2 q / P \right)$ ,

где  $q = \frac{P_S}{P_n}$  – энергетический потенциал MIMO системы,

$P_S = \sum_{n=1}^{n_S} |s_n|^2$  – дисперсия всех передаваемых информационных символов,  $P_n$  – дисперсия шума в приемном тракте.

Для устранения межсимвольной интерференции применяется ортогональное пространственно-временное блочное кодирование (OSTBC) на передающей стороне и соответствующее декодирование на приемной стороне [19–22]. Применим пространственное временное кодирование передаваемых символов таким образом, что за  $L$  временных слотов передается  $n_S$  символов. В результате скорость кодирования равна  $R_S = n_S / L$ . В работе [18] доказано, что полная скорость кодирования с  $R_S = 1$  может быть получена только при  $N_{\text{TX}} \leq 2$ , а при большем числе передающих антенн скорость кодирования определяется дополнительным исследованием. Пусть в приемных антенных присутствует сигнал в виде  $N_{\text{RX}} \times L$  пространственно-временной матрицы  $\mathbf{Y} = \mathbf{HS} + \mathbf{V}$ , где  $\mathbf{V} – N_{\text{RX}} \times L$  матрица гауссовых шумов. Пропускная способность MIMO системы при использовании OSTBC равна [21], [22]:

$$C_{\text{OSTBC}} = R_S \log_2 \left( 1 + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \|\mathbf{H}\|^2 \right).$$

Пропускная способность OSTBC не превышает пропускной способности, полученной Телатаром [23]:  $C_{\text{OSTBC}} \leq C_W$ , где равенство пропускных способностей достигается при  $R_S = 1$  и  $\text{rank } \mathbf{H} = \min(N_{\text{TX}}, N_{\text{RX}}) = 1$ .

На рис. 3 приведены зависимости эргодической пропускной способности от энергетического потенциала, полученной усреднением  $C_W$ ,  $C_E$  и  $C_{\text{OSTBC}}$  по 1000 реализациям канальной матрицы при  $\Delta_y = -0,002$ ,  $\sigma_\epsilon = 0,05$ ,  $\Delta y = 1 \times \lambda$ ,  $\delta y = 0,02\lambda$ . Сплошной линией обозначен график  $C_E(q)$ , пунктирной линией обозначен график  $C_{\text{OSTBC}}(q)$ , штрих-пунктирной линией обозначен график  $C_W(q)$ .

На рис. 4 приведены зависимости пропускной способности в турбулентной среде от величины  $\sigma_\epsilon$ , полученной усреднением  $C_W$ ,  $C_E$  и  $C_{\text{OSTBC}}$  по 1000 реализаций, при  $\Delta_y = -2 \times 10^{-4}$ ,  $\Delta y = 1 \times \lambda$ ,  $\delta y = 2 \times 10^{-7}$ ,  $q = 80$  дБ.

В случае взаимного влияния каналов передающей и приемной систем в выражениях для расчета пропускной способности системы используется матрица комплексных коэффициентов передачи сигнала от выхода передатчика к входу приемника  $\mathbf{K}$  (5). На рис. 5 приведены зависимости пропускной способности от величины масштабного коэффициента  $a_M$ , полученные усреднением по 1000 реализаций  $C_W$ ,  $C_E$  и  $C_{\text{OSTBC}}$ . Моделирование проведено для неоднородной среды, содержащей  $K = 500$  слоев, толщиной  $\delta y = 0,018\lambda$ , расположенных горизонтально каждый и вертикально друг над другом в диапазоне координат  $y = 0, \dots, 9\lambda$ ,  $q = 80$  дБ. Диэлек-

трическая проницаемость каждого слоя флюктуирует в соответствии с законом (6), (7), а магнитная проницаемость каждого слоя одинакова и равна  $\mu = 1$ . Для описания зависимости от координаты  $y$  диэлектрической проницаемости среды используется описанная выше флюктуационная модель для турбулентной среды с параметрами:  $\varepsilon_{\text{нac}} = 5$ ,  $\sigma_\epsilon = 2 \times 10^{-7}$ ,  $\Delta y = 2 \times 10^{-4}$ ,  $\Delta_y = \lambda$ . Антenna система передатчика содержит  $N_{\text{TX}} = 2$  антенны с координатами  $x_{\text{TX1}} = 0$ ,  $y_{\text{TX1}} = 0$ ,  $x_{\text{TX2}} = 0$ ,  $y_{\text{TX2}} = 0,5\lambda$ . На приемной стороне расположена антenna система, которая содержит  $N_{\text{RX}} = 2$  антенны с координатами  $x_{\text{RX1}} = 200\lambda$ ,  $y_{\text{RX1}} = 0$ ,  $x_{\text{RX2}} = 200\lambda$ ,  $y_{\text{RX2}} = 0,5\lambda$ . Сопротивления излучения передающего и приемного антенных элементов равны сопротивлению одиночного вибратора в исследуемой среде  $R_{\Sigma\text{TX}} = R_{\Sigma\text{RX}} = 14,3$  Ом. Матрица нагрузочных импедансов  $\mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} 14,3 & 0 \\ 0 & 14,3 \end{bmatrix}$  Ом.

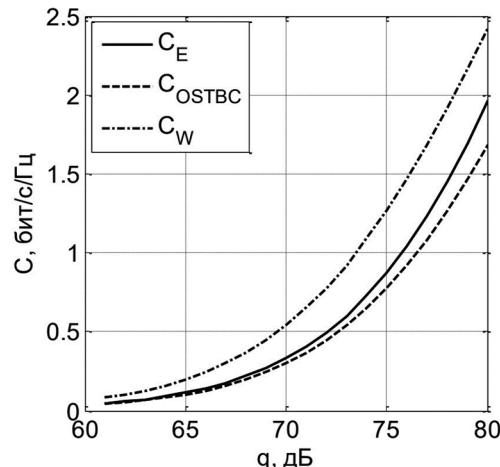


Рис. 3. Зависимость пропускной способности от энергетического потенциала MIMO системы

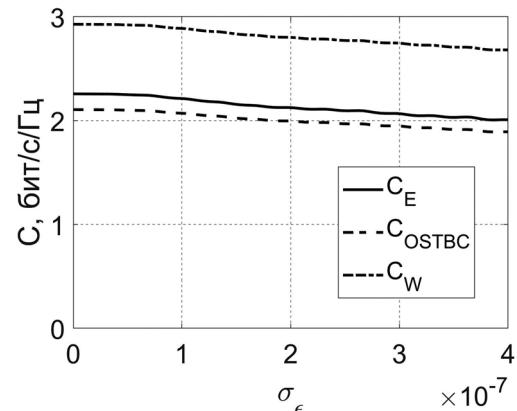


Рис. 4. Зависимости пропускной способности от величины флюктуаций диэлектрической проницаемости

## Заключение

Проведенные исследования компьютерной модели неоднородной сплошной среды показали сложный характер распространения ЭМВ от точки излучения до апертуры приемной антенны. Наличие неоднородности и турбулентности сплошной среды значительно уменьшает мощность принимаемого сигнала. В результате

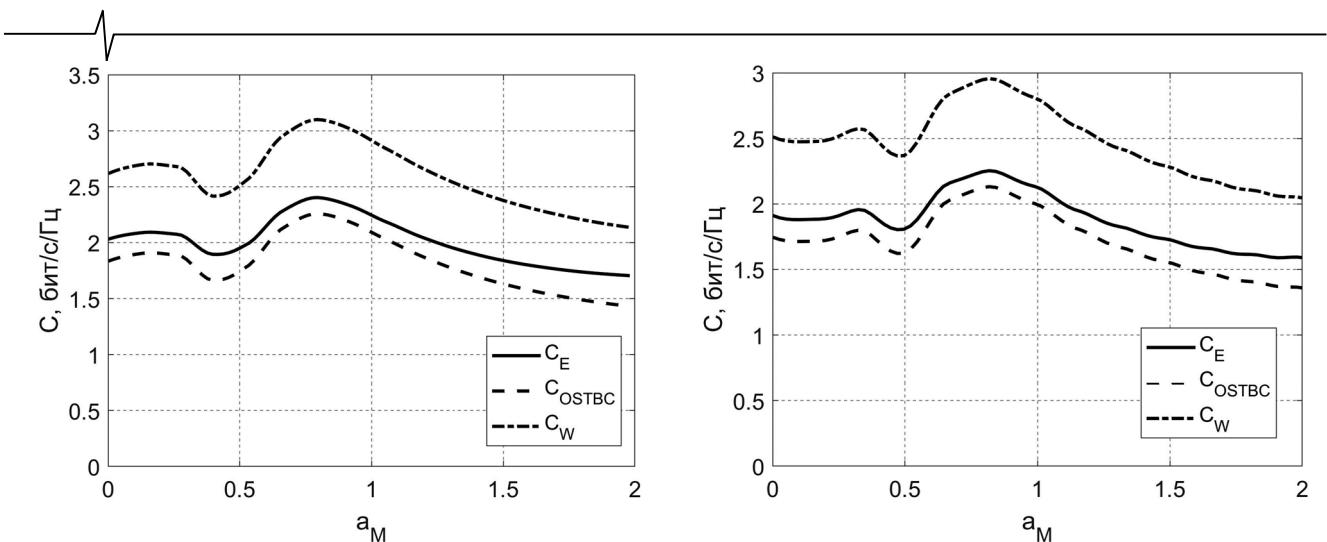


Рис. 5. Зависимости пропускной способности от величины масштабного коэффициента

моделирования рассчитаны амплитуда и фаза сигнала на выходе приемных антенн, расположенных в различных точках пространства.

На основе расчетов получены матрицы канальных коэффициентов, позволившие провести анализ пропускной способности MIMO системы передачи информации. Наибольшая пропускная способность обеспечивается при распределении мощности сигнала между собственными лучами по принципу «водозаполнения», что дает выигрыш 2...3 дБ по сравнению с другими вариантами MIMO систем. Применение OSTBC незначительно уменьшает пропускную способность, а проигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с равномерным распределением мощности составляет около 0,5...0,7 дБ.

Наличие флюктуаций диэлектрической проницаемости  $\sigma_\epsilon = 0 \dots 2 \times 10^{-7}$  незначительно уменьшает пропускную способность. Зависимость пропускной способности от масштабного коэффициента является немонотонной и показывает существенное его влияние на пропускную способность. Учитывая ранее полученные результаты [24], можно утверждать, что и в неоднородной сплошной среде оптимизация пространственной структуры может быть важным резервом повышения пропускной способности MIMO систем с взаимным влиянием каналов.

*Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда 24-29-00850, <https://rscf.ru/en/project/2429-00850/> в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.*

#### Литература

1. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons. 2006.
2. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны, М., Советское радио, 1971.
3. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М., Наука. 1989.
4. Андреев В.Г., Жирков Е.А. Методы анализа световых отражений при лазерном зондировании атмосферы. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 85. С. 14-22.
5. Аронов Л.В. Вертикально-ориентированный подводный беспроводной оптический канал передачи дан-
- ных. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 86. С. 3-10.
6. Igor Nosikov, Maxim Klimenko, Gennady Zhbakov, Aleksey Podlesnyi, Vera Ivanova, and Pavel F. Bessarab. Generalized Force Approach to Point-to-Point Ionospheric Ray Tracing and Systematic Identification of High and Low Rays. IEEE Transactions on antennas and propagation. 2020, vol. 68, no. 1, pp. 455-467.
7. Виноградова М.Б. Теория волн / М.Б. Виноградова, О.В. Руденко, А.П. Сухоруков. М.: Наука. 1990.
8. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика: Учеб.пособие для вузов. М.: Радио и связь. 2000.
9. Alcocer-Ochoa, Parra-Michel R., Kontorovitch V. Geometrical modeling of wideband MIMO channels. Revista Iberoamericana de Computacion. Computacion y Sistemas, CIC '06, 2006.
10. P. Almers, E. Bonek, A. Burr et al. Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems. EURASIP Journal on Wireless Communication and Networking 2007.
11. Семенцов Д.И. Основы теории распространения электромагнитных волн: учебное пособие / Д.И Семенцов, С.А. Афанасьев, Д.Г. Санников. Ульяновск: УлГУ, 2012.
12. Гавриленко В.Г., Яшнов В.А. Распространение электромагнитных волн в неоднородной плазме: Учебное пособие. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет. 2015.
13. Yury Parshin, Maxim Grachev. Modeling of the MIMO Communication System's Channel Matrix in Inhomogeneous Continuums. 2024 26<sup>th</sup> International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSP). Moscow. Russian Federation. 2024, pp. 1-4.
14. Паршин Ю. Н., Грачев М. В. Многоэтапная реконфигурируемая обработка сигналов в пространственно распределенной радиосистеме. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. № 67. С. 3-10.
15. Марков Г.Т. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов: 2-е изд., перераб. и доп. / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. М.: Энергия. 1975.

16. Parshin Yu., Parshin A., Grachev M. Influence of signal and interference spatial correlation on the MIMO communication system's channel capacity. Proceedings of the 2022 24th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), 2022, pp. 1-5.
17. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Исследование углового спектра мощности шумов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов и оптимизации нагрузочных импедансов. Вестник РГРТУ. 2022. № 82. С. 3-12.
18. Larsson E.G., Stoica P. Space-Time Block Coding for Wireless Communications. Cambridge University Press. 2003.
19. Alamouti S.M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Select Areas in Communications. 1998, vol. 16, pp. 1451-1458.
20. Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Transactions on Information Theory. 1999, vol. 45, pp. 1456-1467.
21. Sandhu S., Paulraj A. Space-time block codes: A capacity perspective. IEEE Communications Letters. 1000, vol. 4, pp. 384-386.
22. Tanaka K., Matsumoto R., Uyematsu T. Maximum mutual information of space-time block codes with symbol-wise decidability. International Symposium on Information Theory and its Applications, 2004, pp. 1025-1030.
23. Telatar E. Capacity of multi-antenna gaussian channels. European Transactions on Telecommunications, 1999, vol. 10, pp. 585-595.
24. Yury Parshin, Alexander Parshin, Maxim Grachev. Efficiency of information transfer in the system of interacting IoT objects with optimal spatial structure. 2023 12th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) Budva, Montenegro. 2023, pp. 95-98.



## ООО «Лаборатория Сфера»

Наша компания успешно занимается научными исследованиями и разработками в области связи, цифровой обработки сигналов и помехоустойчивого кодирования. Мы реализуем проекты в области радиосвязи, мобильной связи, радиодоступа, цифрового вещания и оборудования для электромобилей.

Основные направления деятельности нашей компании:

- **Разработка ПО.** Разрабатываем специализированное компьютерное программное обеспечение.
- **Разработка для ПЛИС.** Разрабатываем сложные функциональные блоки цифровой обработки сигналов.
- **Научные исследования.** Проводим исследования в области интересующих Вас задач.
- **Разработка решений в области связи.** Решаем поставленные Вами задачи в области связи, радиодоступа и телерадиовещания.
- **Действия с интеллектуальной собственностью.** Осуществляем проведение патентных исследований, составление заявок на патенты на изобретения и полезные модели, а также на свидетельства на программы для ЭВМ и баз данных.
- **Обучение пользователей.** Проводим обучающие семинары и тренинги. При необходимости возможно проведение углубленного повышения квалификации.
- **Консультации.** Осуществляем консультативную деятельность в области компьютерных технологий и систем связи.

Наши клиенты: ООО «T8», АвтоВАЗ, LADA Sport, ООО «3В-Сервис», ООО «Цифровые решения», ООО «НПФ «Сад-Ком», ООО НПП «ТЕПЛОВОДОХРАН», ООО «Силовая электроника», МТУСИ, МФТИ и др.

Контакты:

Адрес: 390000, г. Рязань, ул. Каширина, д.1т,  
второй этаж, офис 1  
Тел.: +7(995)540-75-03  
E-mail: info@labsphera.ru  
Сайт: <https://labsphera.ru/>

