

MIMO: оптимизация управления числом логических каналов

Г.О. Бокк, директор по науке ООО «НСТТ», д.т.н.; bokkg@yandex.ru
УДК 621.396

Аннотация. В рамках общего подхода пространственно-временной обработки радиосигналов, получившего название MIMO, проведен анализ эффективности управления числом логических каналов при наличии обратного канала управления. В виде достаточно простого алгоритма найдено строгое решение известного нелинейного уравнения для оптимального числа логических каналов. Установлено, что в диапазонах ниже 800 МГц известные алгоритмы, применяемые в LTE, теряют эффективность. При этом наиболее эффективной оказывается пространственная фокусировка луча диаграммы направленности антенн, поддерживаемая в настоящее время только в сетях стандарта 4G/LTE.

Ключевые слова: MIMO, адаптивная обработка, пропускная способность по Шеннону.

ВВЕДЕНИЕ

Задача оптимизации техники обработки MIMO и определения ее потенциальных возможностей приобрела актуальность в связи с широким применением в сетях мобильной связи поколения G4 и выше. Известные результаты, относящиеся к данному вопросу, получены на основе подхода, связанного с максимизацией шенноновской пропускной способности канала [1–4], и используют для решения технику условной оптимизации с применением метода неопределенных множителей Лагранжа. Решение в замкнутой аналитической форме при этом получить не удается.

Результат сводится к системе нелинейных уравнений, связывающих между собой параметры распределения мощности, число активных логических каналов, неопределенный множитель Лагранжа и суммарную мощность излучения. Решение в такой форме достаточно громоздко, препятствует формированию прикладных выводов и усложняет понимание физических связей с параметрами, влияющими на эффективность MIMO.

В статье предлагается прямой метод решения задачи, опирающийся на свойство конечности множества логических каналов и позволяющий применить правило перебора. При этом удалось получить решение задачи в замкнутой аналитической форме, создать относительно несложную программу, моделирующую работу MIMO в характерных для различных диапазонов ситуациях, и, как следствие, определить условия, при которых применение MIMO становится не эффективным.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И РЕШЕНИЕ

Рассмотрим ситуацию, когда для передачи данных по радиоканалу на передающей стороне используются m антенн, а на приемной – n (рис. 1). На практике обычно берут группы, сформированные из разнесенных пар антенн, имеющих ортогональную поляризацию. При этом антенны объединяют, размещая в одной позиции, а сами пары разносят в пространстве (рис. 2). Ортогональные варианты поляризации показаны зелеными и красными

Рисунок 1

Схема распространения сигналов в режиме работы с многоэлементными антеннами

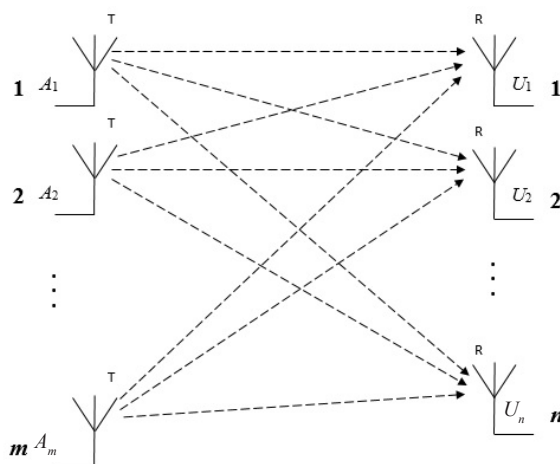
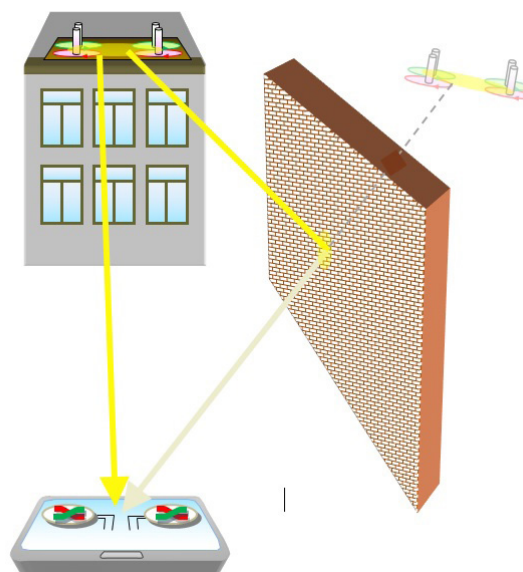


Рисунок 2

Схема приема на спаренные поляризационные антенны в ситуации с переотражением



цветами у соответствующих антенн.

Для комплексных амплитуд транслируемых сигналов используем обозначение A_j , где j ($j = 1, \dots, m$) – номер передающей антенны. Комплексные амплитуды сигнальных компонент, наблюдаемые на выходах приемных антенн, обозначим U_i , где i ($i = 1, \dots, n$) – номер приемной антенны. Комплексные коэффициенты передачи между передающими и принимающими антеннами обозначим \dot{h}_{ij} , где i – номер приемной; j – передающей антенны. В таком случае для U_i справедливо записать:

$$\begin{aligned} U_1 &= \dot{h}_{11}A_1 + \dot{h}_{12}A_2 + \dots + \dot{h}_{1m}A_m; \\ U_2 &= \dot{h}_{21}A_1 + \dot{h}_{22}A_2 + \dots + \dot{h}_{2m}A_m; \\ &\vdots \\ U_n &= \dot{h}_{n1}A_1 + \dot{h}_{n2}A_2 + \dots + \dot{h}_{nm}A_m. \end{aligned}$$

В матричной форме

$$\vec{U} = \mathbf{H}\vec{A}, \quad (1)$$

где $\vec{U} = (U_1, U_2, \dots, U_n)^T$ – вектор комплексных амплитуд сигнальных компонент на приеме; $\vec{A} = (A_1, A_2, \dots, A_m)^T$ – вектор комплексных амплитуд транслируемых сигналов; \mathbf{H} – матрица коэффициентов передачи между передающими и приемными антеннами.

Будем полагать, что корреляционная матрица шумов, наблюдаемых на выходах приемных антенн, известна

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \dot{r}_{11} & \dot{r}_{12} & \dots & \dot{r}_{1n} \\ \dot{r}_{21} & \dot{r}_{22} & \dots & \dot{r}_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{r}_{n1} & \dot{r}_{n2} & \dots & \dot{r}_{nn} \end{pmatrix}.$$

Она должна быть Эрмитовой и удовлетворять условию $\mathbf{R} = \mathbf{R}^+$, где $+$ обозначает операцию транспонирования и комплексного сопряжения. Нетрудно установить, что если бы речь шла о связи по моноканалу, то в условиях (1) оптимальная по критерию максимума отношения сигнал/шум (ОСШ) обработка принятых сигналов обеспечивалась бы при использовании весового вектора

$$\vec{\alpha}_{opt} = \gamma \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \vec{A}, \quad (2)$$

где γ – произвольный скалярный множитель. В этом случае предельное ОСШ

$$\rho_{max} = \vec{A}^+ \mathbf{H}^+ \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \vec{A}. \quad (3)$$

Для реализации такой обработки на приемной стороне необходима информация о \mathbf{R} и \mathbf{H} из (2) и (3). Такая возможность существует в условиях относительно медленных замираний, когда можно организовать оценку и слежение за изменяющимися коэффициентами матриц \mathbf{R} и \mathbf{H} . Дальнейшее улучшение возможно при передаче соответствующей информации по обратному каналу управления на передающую сторону. В результате можно провести оптимизацию по уровням и фазам транс-

ляции $\vec{A} = (A_1, A_2, \dots, A_m)^T$, т.е. в процессе адаптации может быть задействована не только приемная сторона, но и передающая.

На этом этапе возникает вопрос: каким критерием оптимальности пользоваться? Если, например, в качестве критерия взять максимум ОСШ, то тогда вектор уровней трансляции \vec{A} следует выбирать коллинеарным собственному вектору матрицы $\mathbf{A} = \mathbf{H}^+ \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}$ с максимальным собственным значением $\lambda_{max} = \lambda_1$. При этом на приеме ОСШ $\rho_{max} = \lambda_{max} P_0$, где P_0 – предельно допустимый уровень трансляции ($\vec{A}^+ \vec{A} \leq P_0$). Нужно заметить, что ОСШ – промежуточный показателем качества. Его только условно можно принимать в качестве итогового показателя эффективности. Для оценки эффективности линии передачи правильнее ориентироваться на ее производительность. Поэтому далее в качестве показателя эффективности будем ориентироваться на пропускную способность канала, рассчитываемую по Шеннону [3, 4].

В представлении с разложением по базису собственных векторов матрицы $\mathbf{A} = \mathbf{H}^+ \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}$: $\vec{\lambda}_1, \vec{\lambda}_2, \dots, \vec{\lambda}_m$, соответствующих собственным значениям $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m$, указанная производительность определяется как [1, 2, 4]:

$$C_z = \Pi \sum_{i=1}^m \log_2(1 + P_i \lambda_i), \quad (4)$$

где Π – ширина полосы используемого канала; P_i ($i = 1, 2, \dots, m$) – мощность трансляции по i -му пространственному логическому каналу, для которого распределение амплитуд и фаз сигнальных компонент на передающих антеннах задается вектором $\vec{\lambda}_i$. Ограничение на мощность трансляции, соответствующее выбранному представлению, сводится к условию

$$\sum_{i=1}^m P_i = \vec{A}^+ \vec{A} \leq P_0, \quad (5)$$

где P_0 – предельно допустимый уровень трансляции.

Соотношения (4), (5) определяют оптимизационную задачу, как процесс распределения мощностей трансляции между пространственно разделенными логическими каналами, соответствующими собственным векторам $\vec{\lambda}_1, \vec{\lambda}_2, \dots, \vec{\lambda}_m$. При этом для некоторых каналов оптимальная мощность может оказаться равной нулю, что говорит о необходимости их выключения.

Таким образом, решив поставленную задачу, найдем оптимальное распределение мощностей и оптимальное число пространственно разделенных каналов, работа по которым обеспечит максимальную пропускную способность радиоканала в целом. По каждому из не выключенных логических каналов должен передаваться собственный информационный поток.

В указанной постановке (4), (5) задача оптимизации ММО представлена в [1–4]. Для ее решения традиционно предлагают использовать методику поиска условного экстремума с помощью техники неопределенных множителей Лагранжа. Но в данном случае такой подход приводит к системе нелинейных уравнений, со-

держашей в качестве аргумента (наряду с понятными физическими параметрами) и плохо осязаемый неопределенный множитель. Публикаций о решении этой системы в замкнутом аналитическом виде обнаружить не удалось. Однако если отказаться от традиционного подхода и воспользоваться тем, что множество каналов конечно, то решение довольно просто получить на базе сравнительных оценок производительности, рассматриваемых для конечного набора допустимых вариантов числа подключаемых логических каналов. Правда, такое решение имеет вид не аналитического выражения, а алгоритмического условия. Но само правило оказывается предельно простым:

$$P_{i \text{ opt}} = \frac{P_0}{k} - \lambda_i^{-1} + \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \lambda_j^{-1}, \quad i = 1, 2, \dots, k, \quad (6)$$

где k определяется как наименьшее целое (не превосходящее m), для которого выполняется условие

$$\frac{k+1}{(\lambda_{k+1}/\lambda_1)} - \sum_{j=1}^{k+1} \frac{1}{(\lambda_j/\lambda_1)} \geq \lambda_1 P_0 = \rho_{\max}. \quad (7)$$

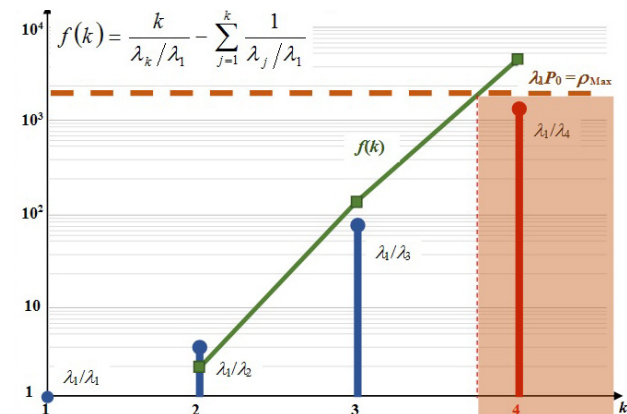
Условие (7) показывает, что как только в первый раз формула (6) дает нулевой или отрицательный результат, то все пространственные логические каналы с номерами большими или равными текущему должны выключаться. Работа по ним приводит к неэффективным тратам энергии.

Правило оптимального управления числом каналов (7) демонстрирует рис. 3. На нем показана ситуация, при которой пространственные логические каналы, начиная с четвертого, должны отключаться. По первым трем нужно организовать независимую передачу информации. Отметим, что в правой части (7) присутствует порог, равный предельно достижимому значению ОСШ в условиях, когда вся мощность трансляции направляется в единственный пространственный канал с наибольшим собственным значением λ_1 . В частности, когда условие (7) будет выполнено при $k=1$, оптимальной станет трансляция информационного потока через один единственный пространственный канал с наилучшими характеристиками. В таких условиях режим МИМО будет не оптимальным и вырождаться в оптимизированную пространственно-временную обработку для моноканала.

Обратимся к повсеместно утвердившемуся варианту организации пространственно-временной обработки МИМО, получившему в литературе название схемы Аламоути [1, 5]. Он заключается в том, что при передаче фактически формируются m независимых потоков информации, между которыми равномерно распределяется мощность трансляции. Время разбивается на отрезки по m тактов каждый. На каждом такте каждому информационному потоку распределяется один из m ортогональных пространственных каналов. Распределение каналов от такта к такту между потоками изменяется

Рисунок 3

Пример работы оптимального правила управления числом логических каналов в режиме МИМО



так, что за цикл из m тактов каждый поток по одному разу передается по каждому пространственному каналу.

Пропускная способность системы при использовании схемы Аламоути определяется соотношением [1]:

$$C_{\Sigma A} = \Pi \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{P_0}{m} \lambda_i \right). \quad (8)$$

Если решение (6) подставить в (4), то получим предельно достижимую пропускную способность МИМО при оптимальном числе пространственных логических каналов:

$$C_{\Sigma opt} = \Pi \sum_{i=1}^k \log_2 \left(\frac{\lambda_i}{k} \left(P_0 + \sum_{j=1}^k \lambda_j^{-1} \right) \right). \quad (9)$$

Сравнение (8) и (9) показывает, что использование схемы Аламоути может привести к потерям, которые выражаются через эффективное уменьшение в m раз показателя ОСШ, присутствующего в формуле производительности. Проявляться такие потери будут при работе в условиях прямой видимости (по моноканалу). В случаях, когда прямой видимости на трассах нет и наблюдается сильно выраженная многолучевость, все m значений λ_j будут иметь сопоставимый уровень. Схема Аламоути в таких условиях обеспечивает потенциальную производительность, близкую к предельной.

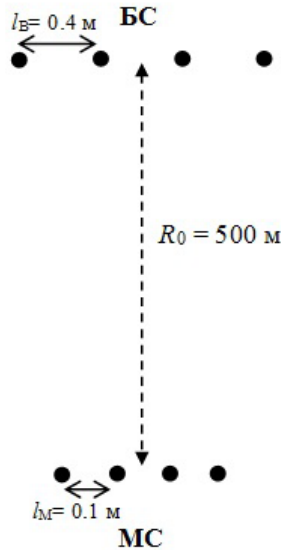
АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проведем более детальное сопоставление результатов работы оптимизированного МИМО, МИМО на основе схемы Аламоути и оптимального режима пространственной обработки в моноканале. Для этого рассмотрим ряд характерных случаев.

Работа в условиях прямой видимости без переотражений. На рис. 4 схематично показана работа в такой ситуации, когда на передающей стороне (базовая станция – БС) и на приемной (мобильная – МС) применяются 4-элементные антенные решетки с эквидистантным расположением элементов (используется только раз-

Рисунок 4

Схема линии связи для ММО 4x4 в условиях прямой видимости



несение по пространству).

Полагаем, что параметр Noise Figure (NF) равен 5 (7 дБ), ширина полосы радиоканала $\Delta F = 1$ МГц, центральная частота $f = 340$ МГц, предельная мощность трансляции $P_0 = 0,1$ Вт, температура окружающей среды $T = 300^\circ \text{ К}$, удаленность МС и БС составляет 500 м, коэффициент усиления каждой антенны БС $Ki_{BS} = 3$ дБи и каждой антенны абонентской станции (АС) $Ki_{UE} = 1$ дБи. Из-за эффектов частичного рассеяния на практике (даже в условиях прямой видимости) уровень радиосигнала уменьшается не по закону квадрата, а степени 2,1–2,3 от расстояния. Будем ориентироваться на показатель 2,2.

В таких условиях уровень шума на приеме $\sigma^2 = 5kT\Delta FNF = 1,040 \cdot 10^{-13}$ Вт. Коэффициент передачи по лучу можно рассчитать, воспользовавшись формулой затухания в свободном пространстве [5, 6]:

$$P_r(R_0) \propto \left(\frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2$$

С учетом коррекции показателя затухания получим $h = \gamma Ki_{BS} Ki_{UE} / (4\pi)^2 (R_0 f/c)^{-2,2} = 1,394 \cdot 10^{-9}$, где $\gamma = 0,1$ – параметр, учитывающий ослабление уровня принимаемых сигналов в диапазоне менее 500 МГц из-за уменьшенных (по сравнению с $\lambda/2$) размеров антенн АС.

Расчет собственных значений дает:

$$\lambda_1 = 16h/\sigma^2; \lambda_2 = 5,0707 \cdot 10^{-7}h/\sigma^2; \lambda_3 = 4,2701 \cdot 10^{-12}h/\sigma^2; \lambda_4 \approx 10^{-14}h/\sigma^2.$$

Порог в условии (7) оказывается равным

$$\lambda_1 P_0 = 2,145 \cdot 10^4.$$

В левой части (7) получаем ряд значений $f(1) = 0$;

$f(2) = 3,16 \cdot 10^7$; $f(3) = 7,49 \cdot 10^{12}$; $f(4) \approx 1,12 \cdot 10^{16}$. Это показывает, что уже второй канал (а значит и режим ММО) включать не нужно. Оптимальной является работа по одному пространственному каналу. При этом суммарная пропускная способность канала по Шеннону $C_{\Sigma opt} = 14,388$ Мбит/с. Такую же пропускную способность будет иметь и схема с простым формированием луча в направлении на источник.

Применение схемы Аламути при тех же условиях, согласно (8), даст пропускную способность $C_{\Sigma A} = 12,389$ Мбит/с, что примерно на 13,9 % ниже.

Работа системы при появлении второго луча, возникающего из-за отражения от поверхности, расположенной в 40 м от антенн БС (рис. 5). Считаем, что отражающая поверхность составляет с направлением прямой видимости угол 10° и после отражения в луче остается 20% падающей мощности. При расчете собственных значений получаем: $\lambda_1 = 16,1296h/\sigma^2$; $\lambda_2 = 2,029 \cdot 10^{-3}h/\sigma^2$; $\lambda_3 = 7,057 \cdot 10^{-7}h/\sigma^2$; $\lambda_4 \approx 1,061 \cdot 10^{-14}h/\sigma^2$. Порог в условии (7) $\lambda_1 P_0 = 2,1621 \cdot 10^4$.

В левой части условия (7) имеем: $f(1) = 0$; $f(2) = 7,95 \cdot 10^3$; $f(3) = 4,57 \cdot 10^{10}$; $f(4) \approx 4,56 \cdot 10^{15}$. Это показывает, что в оптимизированном режиме ММО нужно использовать два логических пространственных канала. При оптимальном распределении уровней трансляции по этим каналам имеем (6):

$$P_{1 opt} = 0,0684 \text{ Вт}; P_{2 opt} = 0,0316 \text{ Вт}.$$

Согласно (9), пропускная способность по Шеннону $C_{\Sigma opt} = 14,75$ Мбит/с.

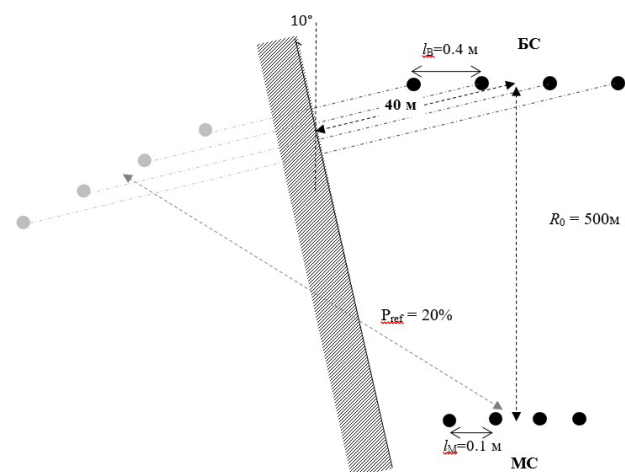
Применение схемы Аламути при тех же условиях по формуле (8) дает потенциальную пропускную способность $C_{\Sigma A} = 13,15$ Мбит/с, что примерно на 10,8 % ниже, чем для оптимизированного режима. Работа по моноканалу с максимальным λ_1 в таких условиях характеризуется потенциальной пропускной способностью $C_1 = 14,40$ Мбит/с, что всего на 2,35% ниже, чем для оптимизированного режима. Следовательно, и в таких условиях схема Аламути продолжает уступать простому алгоритму фокусировки луча, который, в свою очередь, лишь немного проигрывает оптимизированному алгоритму ММО с двумя логическими каналами.

Подобные ситуации характерны для диапазонов, не превосходящих 0,8...1,0 ГГц. Как правило, длина волны несущего колебания для этих диапазонов слишком велика для обеспечения качественной пространственной селекции лучей в антеннах. Размеры отражающих поверхностей также оказываются соизмеримы или меньше длины волны. Это обуславливает низкий уровень отраженных сигналов и, как следствие, низкую потенциальную возможность для поднятия производительности за счет обработки ММО.

Для более высоких частотных диапазонов ситуация заметно отличается. Так, если взять вариант, рассмотренный на рис. 5, но для несущей на частоте 2650 МГц, то расчет потенциальной пропускной способности (с учетом того, что в этом диапазоне пара-

Рисунок 5

Прохождение сигнала в условиях возникновения дополнительного луча из-за переотражения от плоской поверхности на расстоянии 40 м от БС



метр $\gamma = 1$) дает: $C_{\Sigma opt} = 13,72$ Мбит/с; $C_{\Sigma A} = 11,84$ Мбит/с; $C_1 = 11,15$ Мбит/с. В данном случае схема Аламоути начинает показывать лучшие результаты, чем алгоритм адаптивной фокусировки луча. Преимущество обработки ММО над пространственным управлением диаграммой направленности (ДН) в высоких частотных диапазонах начинает проявляться даже без режима оптимизации.

Таким образом, проведенный анализ показал, что в условиях прямой видимости и при незначительно выраженной многолучевости использование схемы Аламоути для организации ММО скорее всего будет приводить к снижению показателя потенциальной производительности канала связи. Применение разработанного оптимизированного режима ММО в тех же условиях либо сохраняет, либо незначительно улучшает показатель потенциальной пропускной способности.

При сильно выраженной многолучевости схема Аламоути и разработанный алгоритм оптимизированного ММО показывают сопоставимые результаты, а алгоритм адаптивной фокусировки луча ДН начинает им уступать.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленное точное аналитическое правило оптимального управления числом логических каналов для режима ММО позволяет в явном виде установить связь между условием включения дополнительных логических каналов и отношением уровней сигналов в принимаемых в лучах. При подключении второго луча это правило фактически определяет условие включения режима ММО. Анализ типовых ситуаций показал, что для относительно низких диапазонов частот (менее 0,8 ГГц) режим ММО в традиционных вариантах реализации, используемых в сетях 4G (алгоритмы Аламоути-Тароха), в большинстве случаев имеет более низкую эффективность, чем у простого алгоритма фокусировки луча ДН в направлении на источник. Объясняется это тремя причинами.

1. На частотах ниже 0,8 ГГц начинают заметно проявляться дифракционные явления. Даже крупные препятствия на линии прямой видимости зачастую только частично экранируют основной луч.
2. Размеры антенных систем (особенно абонентских) становятся соизмеримыми или меньше длины волны несущей, что не позволяет эффективно выполнить пространственную селекцию лучей.
3. Эффективная площадь рассеяния областей отражения лучей оказывается существенно меньше квадрата длины волны несущей, заметно снижая уровень отраженных лучей.

Все это приводит к тому, что основной луч на приеме заметно доминирует. При этом простое равномерное распределение энергии, применяемое в алгоритмах Аламоути-Тароха, прописанных в стандартах LTE для организации ММО, ведет к потере потенциальной пропускной способности радиоканала. Расчеты и эксперимент показали, что наибольшую эффективность в таких условиях имеет режим, в котором происходит передача информации по моноканалам, для которых производится адаптивное управление направлением фокусировки лучей ДН антенной системы. Сегодня этот режим среди сетей поколения 4G поддерживают только сети стандарта McWILL.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Vucetic B., Yuan J.** Space-Time Coding: John Wiley & Sons Ltd, 2003. – 296 p.
2. **Tulino A., Verdu S.** Random Matrix Theory and Wireless Communications / Foundations and Trends in Communications and Information Theory: Now Publishers Inc., 2004. – 190 p.
3. **Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейндел**

- лин **В.Б., Шумов А.П.** Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. – М.: Изд-во Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с.
4. **Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейндел**

5. **Бакулин М.Г., Крейндел В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П.** Технология OFDM. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с.
6. **Rappaport T.S.** Wireless Communications, Principles and Practices, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2002, – 642 p.

Получено 03.10.16