АЛГОРИТМ MIMO С ПРИМЕНЕНИЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЧИСЛОМ ЛОГИЧЕСКИХ КАНАЛОВ

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

УДК 621

Аннотация. Рассматривается режим адаптивной многомерной пространственно-временной обработки радиосигналов с управлением количеством логических каналов при наличии обратного канала управления. Оптимизация осуществлялась в соответствии с критерием максимума пропускной способности канала. Получено алгоритмическое правило решения известного нелинейного уравнения, задающего оптимальное число логических линий. Алгоритм MIMO, построенный на базе полученного правила, предполагает адаптивное управление числом логических каналов и управление распределением мощностей передачи в них.

Ключевые слова: MIMO, пространственно-временная обработка, пропускная способность канала связи.

MIMO ALGORITHM WITH APPLICATION OF NUMBER OF LOGICAL CHANNELS

German Bokk*, director of science, LLC «NXTT», doctor of technical sciences*

Annotation. The mode of adaptive multidimensional space-time processing of radio signals with control of the number of logical channels with the presence of a reverse control channel is considered. The optimization was carried out in accordance with the criterion of the maximum capacity of the channel. An algorithmic rule for solving a well-known nonlinear equation defining the optimal number of logical lines is obtained. The MIMO algorithm, built on the basis of the received rule, assumes adaptive control of the number of logical channels and control of the distribution of transmission powers in them.

Keywords: MIMO, space-time processing, communication channel capacity.

Введение

Режим обработки MIMO был широко внедрен в практику на этапе появления сетей мобильной связи поколения 4G. В связи с этим, задача определения потенциальных возможностей этого режима приобрела особую актуальность. Известные результаты, относящиеся к данному вопросу, получены на основе подхода, связанного с максимизацией пропускной способности канала по Шеннону [1-6], и для решения применяют методику условной оптимизации с использованием неопределенных множителей Лагранжа. В этом случае получить решение задачи в замкнутой аналитической форме не удается. Результат получается в виде системы нелинейных уравнений, связывающих параметры мощностей, число активных логических каналов, неопределенный множитель Лагранжа и суммарную мощность трансляции. Форма такого решения громоздка и препятствует пониманию связи с параметрами, влияющими на эффективность MIMO.

В настоящем материале предлагается прямой метод решения задачи с помощью техники перебора на конечном множестве логических каналов. При этом решение задачи удается найти в замкнутой аналитической форме. На основе такого решения можно создать достаточно простую программу моделирования режима MIMO, и в характерных ситуациях определить, когда применение MIMO не эффективно.

Постановка и решение задачи

Пусть на передающей стороне используется m антенн, а на приемной n. Рис. 1 поясняет рассматриваемую ситуацию.

На практике, обычно, используют комбинации разнесенных в пространстве пар антенн, имеющих ортогональную поляризацию. Антенны с ортогональной поляризацией объединяют, размещая в одной позиции. Схему указанной пространственной организации поясняет рис. 2. Зеленый и красный цвета подкраски использованы для обозначения антенн ортогональной поляризации. Оптимизация геометрии многоэлементных антенн представляет отдельную проблему, некоторые результаты решения которой можно найти, например, в [7-9]. Здесь же будем полагать, что пространственная структура антенной системы фиксирована и относится к условиям решаемой задачи.

Ведем обозначение для комплексных амплитуд передаваемых сигналов A_j, где j (j=1, …, m) – номер антенны передающей стороны. Обозначим комплексные амплитуды принимаемых сигналов U_i, где i (i=1, …, n) – номер приемной антенны. Для комплексных коэффициентов передачи между передающими и принимающими антеннами используются обозначения $\dot{h}_{ij}$, где i – номер приемной антенны и j – номер передающей антенны.

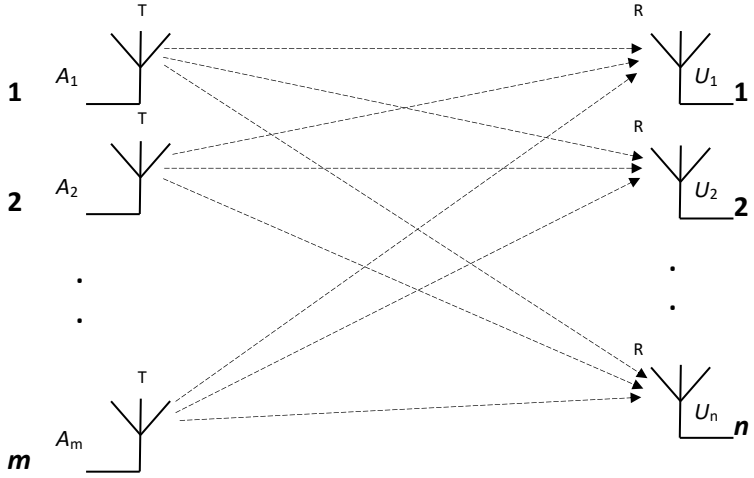

Рисунок 1.

U_i в этом случае можно представить так:

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

В компактной матричной форме это будет:

$\vec{U} = \mathbf{H}\vec{A}$

где:

$\vec{U} = (U_1, U_2, \ldots, U_n)^T$ и $\vec{A} = (A_1, A_2, \ldots, A_m)^T$ – вектора комплексных амплитуд принимаемых сигналов и передаваемых сигналов;

$\boldsymbol{H}$ – матрица коэффициентов передачи между передающими и приемными антеннами.

Для корреляционной матрицы шумов, наблюдаемых на выходах приемных антенн, будем использовать обозначение:

$$\boldsymbol{R} = \begin{pmatrix} \dot{r}_{11} & \dot{r}_{12} & \cdots & \dot{r}_{1n} \\ \dot{r}_{21} & \dot{r}_{22} & \cdots & \dot{r}_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{r}_{n1} & \dot{r}_{n2} & \cdots & \dot{r}_{nn} \end{pmatrix}. \qquad (1)$$

Эта матрица должна быть Эрмитовой и удовлетворять условию $\boldsymbol{R} = \boldsymbol{R}^{+}$. Здесь + обозначает операцию транспонирования и комплексного сопряжения.

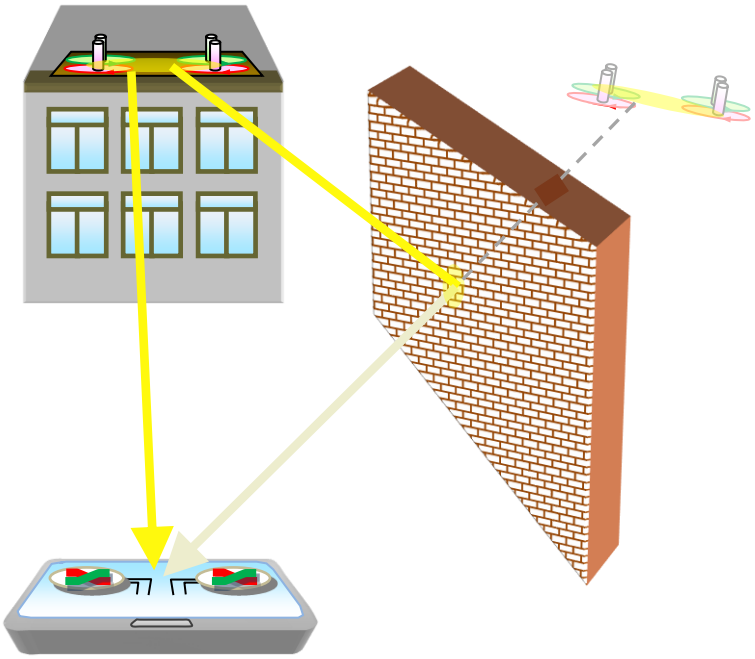

Рисунок 2.

По аналогии с [10] можно показать, что если бы речь шла об организации связи по моноканалу, то оптимальная по критерию максимума отношения сигнал/шум (ОСШ) обработка принятых сигналов, обеспечивалась бы при использовании весового вектора:

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

где:
γ – произвольный скалярный множитель.
ОСШ при этом достигнет предельного значения.

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

Для реализации такой обработки на приемной стороне необходимо иметь информацию о $\boldsymbol{R}$ и $\mathbf{H}$. Возможность этого имеется в условиях медленных замираний, когда можно организовать слежение за изменяющимися матрицами $\boldsymbol{R}$ и $\mathbf{H}$. Дальнейшее улучшение доступно при организации передачи соответствующей информации по обратному каналу управления на передающую сторону. В результате, станет возможно организовать оптимизацию и по уровням и фазам вектора трансляции $\vec{A} = (A_1, A_2, \ldots, A_m)^T$.

На этом шаге возникает проблема выбора критерия оптимальности.

Если, например, использовать критерий максимума ОСШ, то получим, что вектор $\vec{A}$ следует выбирать коллинеарным собственному вектору матрицы $\mathbf{\Lambda}=\mathbf{H}^{+}\boldsymbol{R}^{-1}\mathbf{H}$, связанному с максимальным собственным значением $\lambda_{\max}=\lambda_1$. При этом, на приеме ОСШ будет $\rho_{\max} = \lambda_{\max} P_0$, где P_0 – предельный уровень трансляции ($\vec{A}^{+}\vec{A} \le P_0$), который зачастую определяется не только аппаратными ограничениями, но и условиями по обеспечению ЭМС [14-18]. Но нужно иметь ввиду, что ОСШ – промежуточный показатель. В качестве оценки эффективности линии связи в целом, правильнее ориентироваться на пропускную способность. Поэтому далее в качестве показателя эффективности будем ориентироваться именно на пропускную способность канала, рассчитываемую по Шеннону [1, 3-7].

В представлении разложения по собственным векторам матрицы $\mathbf{\Lambda}=\boldsymbol{H}^{+}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{H}$: $\vec{\Lambda}_1, \vec{\Lambda}_2, \ldots, \vec{\Lambda}_m$, с собственными значениями $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \ldots \geq \lambda_m$, указанная производительность определяется так [1 - 3]:

$$C_{\Sigma} = \Pi \cdot \sum_{i=1}^{m} \log_2 \left(1 + P_i \lambda_i\right) \tag{4}$$

где:

Π – ширина полосы канала, P_i (i = 1,2, …, m) – мощность передачи по i-му логическому каналу, для которого распределение амплитуд и фаз сигнальных компонент на передающих антеннах задается вектором $\vec{\Lambda}_i$. При этом, ограничение на общую мощность трансляции сводится к условию:

$$\sum_{i=1}^{m} P_i = \vec{A}^{+} \vec{A} \leq P_0 \tag{5}$$

где:

P_0 – предельно допустимый уровень трансляции.

Формулы (4, 5) определяют такую оптимизационную задачу, как распределение мощностей трансляции между пространственными логическими каналами, соответствующими собственным векторам $\vec{\Lambda}_1, \vec{\Lambda}_2, \ldots, \vec{\Lambda}_m$. Может оказаться, что для некоторых каналов оптимальная мощность равна нулю. Это означает, что их нужно выключить. Решив поставленную задачу, мы найдем как оптимальное распределение мощностей, так и оптимальное число пространственных каналов, работа по которым обеспечит максимум пропускной способности в целом.

Нужно отметить, что в указанной постановке (4-5) задача оптимизации MIMO в литературе известна [1-3]. Для решения традиционно предлагается использовать методику поиска условного экстремума с использованием неопределенных множителей Лагранжа. Но в данной ситуации это приводит к решению в виде системы нелинейных уравнений, содержащей в качестве аргумента наряду с физическими параметрами и введенный неопределенный множитель Лагранжа. Последнее обстоятельство затрудняет попытки оценить решение, так как множитель Лагранжа не имеет четкой физической интерпретации. Решение такой системы в завершенном аналитическом виде в доступных источниках найти не удалось.

Но, если отказаться от традиционного подхода, и воспользоваться тем, что множество каналов конечно, то решение оказывается довольно просто получить на базе перебора и сравнительных оценок производительности, наблюдаемых для допустимых вариантов наборов подключаемых логических каналов. Полученное решение и правило управления числом логических каналов имеют вид простого расчетного соотношения и несложного алгоритмического условия.

$$P_{i\,\mathrm{opt}} = \frac{P_0}{k} - \lambda_i^{-1} + \frac{1}{k} \sum_{j=1}^{k} \lambda_j^{-1}, \quad i = 1,2,\ldots, k, \tag{6}$$

где:

k определяется как наименьшее целое (не превосходящее m) для которого выполняется:

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

Условие (7) показывает, что как только в первый раз формула (6) дает не положительный результат, то все логические каналы с номерами начиная с текущего, выключаются. Это объясняется тем, что их включение приводит лишь к неэффективным тратам энергии.

На рис. 3 для пояснения показано полученное правило управления числом каналов (7). На нем приведена ситуация, когда пространственные логические каналы, начиная с четвертого, должны отключаться, а по трем первым нужно организовать передачу независимых потоков информации. Нужно отметить, что в правой части (7) присутствует порог, равный предельно

достижимому значению ОСШ в условиях, когда вся мощность передачи направляется в единственный пространственный канал с собственным значением λ_1. В частности, когда (7) будет иметь место для k=1, оптимальным будет режим трансляции информации через единственный пространственный канал с наилучшими характеристиками. В такой ситуации MIMO не эффективно и будет вырождаться в трансляцию по моноканалу.

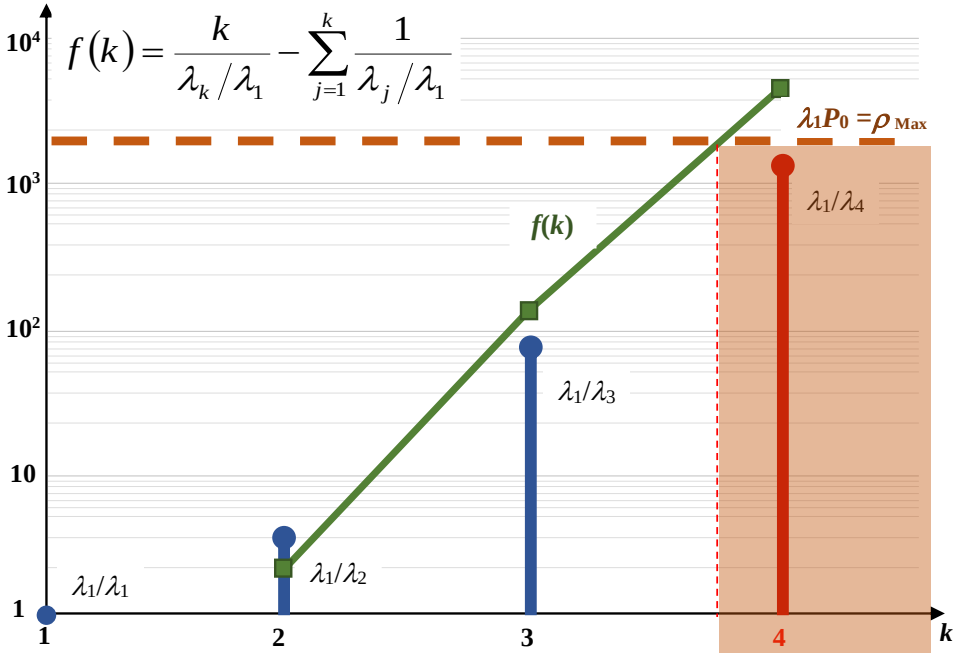

Рисунок 3.

Обратимся к широко утвердившемуся в мобильных сетях 4G варианту организации пространственно-временной обработки MIMO, получившему в литературе название схемы Аламоути [1, 3]. Согласно ему, на передачу формируется m независимых потоков информации между которыми равномерно распределяется мощность трансляции. Время разбивается на отрезки из 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 так, что за цикл из m тактов каждый поток по одному разу передается по каждому пространственному каналу.

Пропускная способность MIMO при использовании схемы Аламоути определяется формулой [1]

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

Если (6) подставить в (4), то получим предельную пропускную способность MIMO:

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

Сопоставление (8) и (9) показывает, что схема Аламоути может привести к потерям, выражающимся в эффективном уменьшении в m раз ОСШ, присутствующего в формуле производительности. Возникать такие потери будут в условиях, когда оптимальной будет работа по каналу с прямой видимостью. В ситуациях без прямой видимости с сильно выраженной многолучевостью все m значений λ_j будут сопоставимы. Схема Аламоути при этом обеспечит производительность близкую к предельной.

Сопоставление результатов для конкретных примеров

Выполним детальное сопоставление результатов работы трех вариантов организации пространственно-временной обработки:

а) оптимизированного MIMO;

б) MIMO на основе схемы Аламоути;

в) оптимизированного режима пространственной обработки в моноканале.

Для этого рассмотрим два наиболее характерных случая.

Работа в условиях прямой видимости и без дополнительных лучей с переотражениями

На рис. 4 показан пример работы в таких условиях, когда на передающей стороне (БС) и на приемной (МС) используются 4-х элементные антенные решетки с эквидистантным расположением элементов (используется только разнесение по пространству).

Полагаем, что параметр Noise Figure (NF) равен 5 (7 дБ), ширина полосы радиоканала ΔF=1 МГц, центральная частота f=340 МГц, предельная мощность передачи P_0=0,1 Вт, температура окружающей среды T=300° К, удаленность мобильной и базовой станций составляет 500 м, коэффициент усиления каждой антенны БС Ki_{BS}=3 дБи и каждой антенны АС Ki_{UE}=1 дБи. Из-за эффектов частичного рассеяния, даже при прямой видимости, затухание уровня радиосигнала по трассе оказывается, как правило, несколько выше, чем определяет закон квадрата. Будем ориентироваться на показатель степени закона затухания 2,2.

Коэффициент затухания сигнала при распространении можно рассчитать, воспользовавшись формулой в затухания в свободном пространстве [15] с учетом указанной выше поправки на показатель:

$$P_r(R_0) \propto \left(\frac{\lambda}{4\pi R_0}\right)^{2.2}$$

В результате получим:

$h = \gamma Ki_{BS} Ki_{UE} / (4\pi)^2 \cdot (R_0 f/c)^{-2.2} = 1{,}394 \cdot 10^{-9}$,

здесь, γ= 0,1 – параметр, учитывающий ослабление уровня принимаемых сигналов в диапазонах менее 500 МГц из-за уменьшенных (по сравнению с $\lambda/2$) размеров антенн мобильных станций.

Уровень шума на приеме, согласно принятым характеристикам, будет:

$\sigma^2 = 5kT \cdot \Delta F NF = 1{,}040 \cdot 10^{-13}$ Вт

Численный расчет собственных значений при этом приводит к следующему:

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

Порог условия (7) оказывается:

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

А в левой части (7) получаем ряд значений:

$f(1) = 0$, $f(2) = 3{,}16 \cdot 10^7$, $f(3) = 7{,}49 \cdot 10^{12}$, $f(4) \approx 1{,}12 \cdot 10^{16}$.

Правило управления показывает, что уже второй канал (а значит и режим MIMO) включать не нужно. Оптимальной является работа по одному пространственному каналу. Пропускная способность канала (по Шеннону) при этом достигает значения

$C_{\Sigma opt} = 14{,}388$ Мбит/с.

Ясно, что такую же пропускную способность будет иметь и схема с простым формированием луча в направлении на источник.

Расчет по (8) показывает, что применение схемы Аламоути в этих условиях обеспечит пропускную способность:

$C_{\Sigma A} = 12{,}389$ Мбит/с, что на 13,9 % ниже чем $C_{\Sigma opt}$.

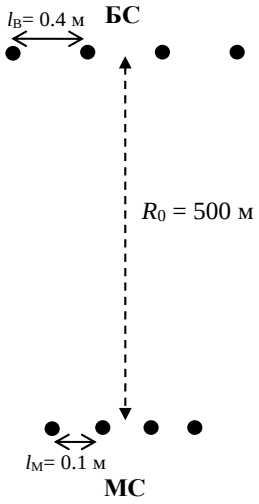

Рисунок 4.

1) ***Система, что и в случае 1, но когда из-за отражения от поверхности, расположенной в 40 метрах от антенн базовой станции (рис. 5), появляется второй луч.***

Расчет проводился при предположении, что отражающая поверхность составляет с направлением прямой видимости угол 10°, и в отраженном луче сохраняется 20% мощности.

Для собственных значений при этом получаем:

λ_1=16,1296·h/σ^2,

λ_2=2,029·10^{-3}·h/σ^2,

λ_3=7,057·10^{-7}·h/σ^2,

$\lambda_4 \approx$ 1,061·10^{-14}·h/σ^2.

Расчет порога в (7) показывает:

$\lambda_1 P_0$ = 2,1621·10^4.

В левой части (7) получаем последовательность значений $f(1) = 0$, $f(2)$ = 7,95 10^3, $f(3)$ = 4,57·10^{10}, $f(4) \approx$ 4,56·10^{15}.

Результаты устанавливают, что в оптимизированном режиме MIMO следует использовать два логических пространственных канала. Оптимальное распределение мощности по этим каналам, согласно (6), будет: $P_{1\,opt}$ = 0,0684 Вт; $P_{2\,opt}$ = 0,0316 Вт.

Пропускная способность, согласно (9), составит: $C_{\Sigma opt} = 14{,}75$ Мбит/с.

Применение схемы Аламоути в этом случае, согласно (8), обеспечит 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 пропускной способностью: $C_1 = \mathbf{14{,}40}$ Мбит/с, что всего на 2,35% ниже, чем для оптимизированного режима.

Следовательно, и в таких условиях схема Аламоути продолжает уступать простому алгоритму фокусировки луча, который, в свою очередь, лишь немного проигрывает оптимизированному алгоритму MIMO с 2-мя логическими каналами.

Рассмотренные ситуации характерны для диапазонов частот ниже 0,8-1,0 ГГц. Длина волны несущего колебания в них, как правило, оказывается слишком большой для качественной пространственной селекции лучей в антенных системах. Размер отражающих поверхностей также оказывается соизмеримым или меньше длины волны. Это обуславливает низкий уровень отраженных сигналов и, как следствие, низкую потенциальную возможность поднять производительность за счет обработки MIMO.

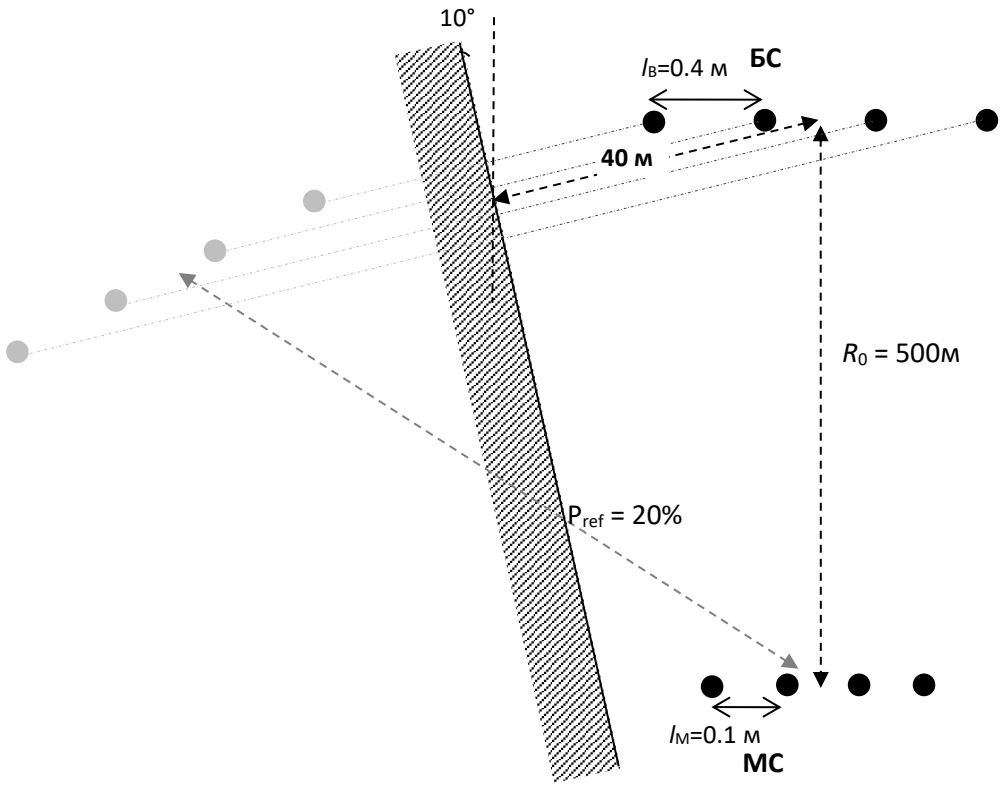

Рисунок 5.

Для более высоких частотных диапазонов ситуация кардинально меняется. Так, если взять рассмотренную на рис. 5 ситуацию, но для несущей частоты 2650 МГц, то расчеты потенциальной пропускной способности (с учетом того, что параметр γ в этом диапазоне равен 1), приводит к таким результатам:

$C_{\Sigma opt} = 13{,}72$ Мбит/с, $C_{\Sigma A} = 11{,}84$ Мбит/с, $C_1 = 11{,}15$ Мбит/с.

Схема Аламоути начинает работать лучше, чем алгоритм с адаптивной фокусировкой луча. Преимущество обработки MIMO над пространственным управлением диаграммой направленности в высоких частотных диапазонах проявляется даже без режима оптимизации.

В итоге, по результатам проведенного анализа можно утверждать, что в условиях прямой видимости и при незначительно выраженной многолучевости использование схемы Аламоути для организации MIMO, скорее всего, будет приводить к снижению показателя производительности канала связи. Применение разработанного оптимизированного режима MIMO в тех же условиях либо сохраняет, либо незначительно улучшает показатель потенциальной пропускной способности. Такие ситуации характерны для большинства ситуаций при использовании диапазонов рабочих частот до 0,8-1,0 ГГц. Особенно, на это нужно обращать внимание при рассмотрении вопросов прогнозирования развития широковещательных систем связи и их инвестирования [16, 17], которые в подавляющем большинстве работают в диапазонах ниже 1,0 ГГц.

В случае сильно выраженной многолучевости схема Аламоути и разработанный алгоритм оптимизированного MIMO показывают сопоставимые результаты, а алгоритм адаптивной фокусировки луча диаграммы направленности, начинает им уступать. Такие ситуации характерны для большинства случаев при использовании диапазонов рабочих частот выше 1,0 ГГц. Это существенный фактор, позволяющий зачастую в разы поднять пропускную способность радиоканала в сотовых сетях связи, что оказывает заметное влияние и на широкий спектр экономических показателей, исследованных в [18-20]. Учет его также необходим при формировании методов управления бизнес-процессами компаний мобильной связи, примеры

которых можно найти, например, в [21].

Заключение

Найдено точное правило оптимального выбора числа логических линий для режима MIMO. На его основе удалось в явном виде установить связь между условием включения дополнительных логических линий и распределением уровней сигналов в лучах. При рассмотрении подключения второго луча правило реально решает вопрос включения режима MIMO. Анализ типичных ситуаций показал, что для диапазонов частот не выше 0,8 ГГц режим MIMO в варианте реализации Аламоути (активно используется в сетях 4G), как правило, обладает эффективностью ниже, чем простое правило фокусировки луча диаграммы направленности в направлении на источник. Объясняется это тем, что: на частотах ниже 0,8 ГГц начинает заметно проявляться дифракция; препятствия на линии прямой видимости зачастую способны только частично экранировать основной луч; размеры антенных систем (особенно на абонентской стороне) становятся меньше длины волны несущей частоты, что не позволяет организовать качественную пространственную селекцию лучей; эффективная площадь зон отражения становится значительно меньше квадрата длины волны несущего колебания, что приводит к заметному снижению уровней отраженных лучей.

В результате, основной луч на приеме заметно доминирует. При этом, простое равномерное распределение энергетики, применяемое в алгоритмах Аламоути (и Тароха), прописанных в стандартах LTE для организации MIMO, приводит к недоиспользованию пропускной способности радиоканала. Полученные результаты показали, что набольшей эффективностью в таких условиях обладает режим с передачей информации по моноканалам, для которых производится адаптивное управление направлением фокусировки лучей диаграммы антенной системы. Такой режим среди сетей поколения 4G сейчас поддерживают только сети стандарта McWILL.

Литература

1. Vucetic B., Yuan J. Space-Time Coding. John Wiley & Sons Ltd, 2003, p. 296.
2. Tulino A., Verdu S. Random Matrix Theory and Wireless Communications // Foundations and Trends in Communications and Information Theory. NowPublishersInc., 2004, p. 190.
3. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.
4. Бокк Г.О. MIMO: Оптимизация управления числом логических каналов // Электросвязь, 2017. – № 1. – С. 40-44.
5. Бокк Г.О. Оптимизация MIMO с введением управления числом логических каналов // в сборнике: Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом. Сборник трудов 30-й международной конференции РАЕН. – Малайзия, 2011. – С. 97-109.
6. Шорин О.А., Бокк Г.О. Влияние размера ресурсного блока сигнала OFDM на показатели качества работы сетей стандартов LTE и McWILL // Электросвязь, 2017. – № 2. – С. 67-71.
7. Аверьянов Р.С., Бокк Г.О., Шорин А.О. Оптимизация размера кольцевой антенны и правила формирования территориальных кластеров для сотовой сети McWILL // Электросвязь, 2017. – № 1. – С. 22-27.
8. Шорин О.А., Бокк Г.О., Аверьянов Р.С., Шорин А.О. Оптимизация геометрии адаптивной антенны для сотовой сети с OFDM сигналами // в книге: Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом. Сборник материалов (тезисов) 37-ой международной конференции РАЕН. – Таиланд, 2016. – С. 7-8.
9. Бокк Г.О. Повышение эффективности работы систем связи на основе пространственно-временной обработки и спектрального анализа сигналов: Диссертация на соискание ученой степени д.т.н.: 05.12.17. – Москва, 2000. – 396 с.

10. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультидоплеровских искажений OFDM сигналов в сетях LTE и McWILL // в книге: Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом. Сборник материалов (тезисов) 38-ой международной конференции РАЕН. – Шри-Ланка, 2016. – С. 4.
11. Шорин О., Бокк Г. Анализ электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Первая миля, 2016. – № 1 (54). – С. 44-53.
12. Шорин О.А., Бокк Г.О., Сухацкий С.В. Методы улучшения межсистемной ЭМС для систем мобильной связи четвертого поколения // Электросвязь, 2016. – № 2. – С. 35-41.
13. Шорин О.А., Бокк Г.О. К вопросу об электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Экономика и качество систем связи, 2016. – № 2. – С. 51-59.
14. Шорин О.А., Бокк Г.О. Особенности планирования сети McWILL с учетом электромагнитной совместимости с сетями LTE в смежных диапазонах частот // Электросвязь, 2017. – № 2. – С. 46-51.
15. Rappaport T. S. Wireless Communications, Principles and Practices, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2002, p. 642.
16. Володина Е.Е., Плосский А.Ю. Критерии кластерного подхода к перераспределению радиочастотного спектра при внедрении цифрового телевидения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2012. – Т. 6. № 12. – С.4-6.
17. Салютина Т.Ю., Рабовская Л.С. Методические подходы к оценке инвестиционной привлекательности телекоммуникационной компании // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2009. – № 3. – С. 34-38.
18. Volodina E., Plossky A. Influence of Economic Factors on Clustering of Regions for the Digital Dividend Implementation in a Number of Specific Conditions // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. “EMC EUROPE 2012 – International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Proceedings”. – 2012. – С. 6396914.
19. Веерпалу В.Э., Володина Е.Е., Девяткин Е.Е. Управление использованием радиочастотного спектра. Конверсия и экономика. Монография. – М., 2011. – 184 с.
20. Володина Е.Е. Экономические вопросы использования радиочастотного спектра как производственного ресурса и объекта государственного регулирования // Электросвязь, 2015. – № 4. – С. 50-54.
21. Салютина Т.Ю., Ромашин А.А. Анализ моделей управления бизнес-процессами компаний связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2012. – Т. 6. – № 12. – С. 90-93.