

УДК 621.391

АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ОБРАТНОМ И ПРЯМОМ КАНАЛАХ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Манелис В.Б., Каюков И.В.

Введение

Одним из перспективных методов улучшения характеристик современных систем сотовой связи является применение адаптивных антенных решеток (ААР) на базовых станциях. Параметры ААР подстраиваются к изменяющейся помехово-сигнальной обстановке, что позволяет для каждого абонента осуществлять эффективную пространственную селекцию. Это приводит к увеличению емкости системы связи, улучшению качества связи, расширению зоны обслуживания и т. д. [1-4]. Управление ААР может осуществляться цифровым методом, что позволяет реализовать относительно сложные алгоритмы обработки. В связи с этим системы сотовой связи 3-го и 4-го поколений предусматривают возможность использования ААР на базовых станциях [6,7].

В системах с кодовым разделением каналов (CDMA) все пользователи одновременно используют один и тот же частотный ресурс. Временная структура сигналов различных абонентов сотовой CDMA системы связи является различной за счет использования каждым абонентом уникального кода. Это позволяет для каждого абонента формировать индивидуальную диаграмму направленности (ДН) ААР. Формирование ДН в обратном канале (от абонентской станции к базовой) осуществляется посредством взвешенного суммирования сигналов элементов ААР. В прямом канале (от базовой станции к абонентской) сигнал передается с каждого элемента ААР после предварительного умножения на соответствующий весовой коэффициент.

При функционировании ААР большое значение имеет влияние взаимных помех. В связи с тенденцией повышения скорости передачи данных вклад сигналов различных пользователей в многопользовательскую помеху может быть различен. В ячейке сотовой системы кроме некоторого числа низкоскоростных голосовых абонентов могут присутствовать пользователи, осуществляющие высокоскоростную передачу данных. Мощность сигналов последних на базовой станции может быть в десятки раз выше мощности сигналов низкоскоростных абонентов. Поэтому сигналы высокоскоростных пользователей являются мощными пространственно сосредоточенными помехами для сигналов низкоскоростных абонентов. Таким образом, прием полезного сигнала в обратном канале осуществляется не только на фоне аддитивного простран-

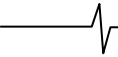
Разработаны алгоритмы формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки на базовой станции сотовой системы связи с кодовым разделением каналов в обратном и прямом каналах. Алгоритмы эффективно функционируют в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы. Методом компьютерного моделирования выполнен анализ предложенных алгоритмов. Показана их высокая эффективность по сравнению с альтернативными алгоритмами.

венно-временного белого шума, но и на фоне мощных пространственно-сосредоточенных помех, подавление которых необходимо. Известные упрощенные алгоритмы ААР в обратном канале [3] этого не учитывают, что может приводить к существенному ухудшению их характеристик.

В данной работе рассматривается сотовая система связи, в которой прямой и обратный каналы используют различный частотный ресурс (FDD система). Различие несущих частот в прямом и обратном каналах может приводить к существенно различному характеру их многолучевости. Поэтому использование вектора весовых коэффициентов элементов антенной решетки, полученного при приеме сигнала в обратном канале [3], нецелесообразно для передачи сигнала в прямом канале, поскольку характер сложения сигналов различных лучей на антенне мобильной станции является непредсказуемым. В этой ситуации формирование ДН ААР в прямом канале должно осуществляться в соответствии с направлением распространения сигнала на мобильную станцию и угловой областью переотражателей канала распространения. В данной работе рассматриваются относительно небольшие угловые области переотражателей, не превышающие 30° , что часто соответствует условиям функционирования сотовых систем связи [5]. Поэтому для формирования ДН необходимо оценить лишь направление прихода сигнала мобильной станции с малоэлементной ААР.

Особенностью задачи формирования ДН в прямом канале, рассматриваемой в данной работе, является невозможность регулировки ДН по управляющим сигналам с мобильной станции, поскольку такой режим обратной связи не поддерживается используемыми в настоящее время мобильными терминалами.

Использование традиционных алгоритмов оценки направления прихода сигнала мобильной станции [3] в явном виде может приводить к существенным ошибкам из-за наличия мощных помех (высокоскоростных



мобильных пользователей), пространственно сосредоточенных в относительно небольшом угловом секторе. В этом случае оценка направления прихода сигнала может ошибочно выноситься в пользу направления на помехи.

В работе предлагается эвристический подход к оценке направления прихода сигнала мобильной станции и разрабатываются алгоритмы формирования диаграммы направленности в прямом и обратном каналах, эффективно функционирующие в присутствии мощных пространственно сосредоточенных помех.

Постановка задачи

Рассмотрим одного из абонентов сотовой системы связи cdma2000 [6]. Полагаем, что момент прихода сигнала от этого абонента и несущая частота точно известны. Рассмотрим для определенности линейную эквидистантную ААР. На ее элементах наблюдается реализация

$$u_n(t) = \overline{s_n(t)} + p_n(t) + v_n(t), \quad n = \overline{1, N}, \quad (1)$$

где $n = \overline{1, N}$ – номер элемента антенной решетки, N – число элементов ААР, $v_n(t)$ – пространственно-временной белый гауссовский шум, $p_n(t)$ – помеха высокоскоростных пользователей,

$$s_n(t) = A(t)Q(t) \cos(\omega_0 t - \psi_n(t)), \quad n = \overline{1, N} \quad (2)$$

– полезный сигнал мобильного абонента, представляющий собой в общем случае суперпозицию сигналов многих переотражателей, ω_0 – несущая частота,

$$\psi_n(t) = \varphi(t) + (2\pi d/\lambda)(n-1) \sin[\theta(t)], \quad n = \overline{1, N}$$

– фаза полезного сигнала на элементах антенной решетки, λ – длина волны, d – расстояние между соседними элементами ААР, $\theta(t)$ – направление прихода сигнала, отсчитываемое от нормали к ААР и изменяющееся в пределах угловой области переотражателей, $A(t)$, $\varphi(t)$ – случайно изменяющиеся во времени амплитуда и начальная фаза сигнала, приближенно одинаковые для различных элементов антенной решетки,

$$Q(t) = I(t) \left[P(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{J_k} b_{k,i} \cdot G_{k,i}(t) \right] \quad (3)$$

– передаваемый видеосигнал, $I(t)$ – скремблирующая псевдослучайная последовательность мобильного абонента, $P(t)$ – пилот сигнал, предназначенный для синхронизации и оценки канала, $b_{k,i}$, $i = \overline{1, J_k}$, $k = \overline{1, K}$ – информационные параметры, которые принимают значения ± 1 , K – количество информационных каналов, J_k , $k = \overline{1, K}$ – количество символов информационных каналов на рассматриваемом интервале, $G_{k,i}(t)$ – псевдослучайная последовательность i -го символа k -го информационного канала. Функции $G_{k,i}(t)$ ортогональны друг другу и пилот-сигналу $P(t)$.

В результате преобразования входного сигнала (1) на видеочастоту

$$\tilde{x}_n(t) = LPF[u_n(t) \exp(j\omega_0 t)], \quad n = \overline{1, N}$$

и дискретизации в каждом элементе антенной решетки формируются отсчеты комплексного сигнала

$$x_n(t_i) = \int \tilde{x}_n(t) \delta(t - t_i) dt, \quad n = \overline{1, N}, \quad (4)$$

$\delta(\cdot)$ – дельта функция. Далее при приеме данных осуществляется пространственная обработка, которая состоит во взвешивании и суммировании входных сигналов элементов антенной решетки

$$y(t_i) = \sum_{n=1}^N w_n^{(R)} x_n(t_i). \quad (5)$$

Задача заключается в том, чтобы по наблюдаемым данным осуществить адаптацию комплексных коэффициентов антенной решетки $w_n^{(R)}$, $n = \overline{1, N}$ с целью достижения их оптимальных (в некотором смысле) значений.

Для передачи данных в прямом канале по входным данным (4) необходимо также оценить средний угол прихода $\hat{\theta}$ сигнала мобильной станции.

Обратный канал

Существуют два основных подхода к определению весовых коэффициентов ААР. Первый использует их прямую оценку [8], основанную на одном из критериев, например, минимуме среднеквадратической ошибки (MMSE). Этот подход позволяет сразу получить весовые коэффициенты, что важно при быстро меняющихся условиях приема. Однако, он имеет слишком высокую вычислительную сложность, поскольку связан с обращением матрицы. Второй подход определения весовых коэффициентов ААР – итеративная пошаговая процедура. Вычислительная сложность этого подхода существенно меньше, а устойчивость к помехово-шумовому воздействию выше. Поэтому в дальнейшем будем использовать итеративный подход.

Весовые коэффициенты ААР будем искать по критерию максимума отношения сигнал/(помеха+шум). Найдем функцию стоимости для адаптации в обратном канале в соответствии с этим критерием.

Рассмотрим квазистационарный интервал (из J отсчетов входного сигнала (4)), на котором величины $A(t)$, $\varphi(t)$, $\theta(t)$ можно считать приблизительно постоянными. Можно показать, что оценка максимального правдоподобия отношения сигнал/(помеха+шум) на этом интервале равна [9]

$$Z = \frac{|X|^2}{JY - |X|^2}, \quad (6)$$

где

$$X = \sum_{n=1}^N w_n^{(R)} \sum_{i=1}^J x_n(t_i) Q^*(t_i), \quad (7)$$

$$Y = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N w_n^{(R)} (w_m^{(R)})^* K_{n,m}, \quad (8)$$

$$K_{n,m} = \sum_{i=1}^J x_n(t_i) x_m^*(t_i), \quad n, m = \overline{1, N} \quad (9)$$

– элементы корреляционной матрицы входного сигнала на различных элементах ААР, $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения.

Заметим, что вычитаемое в знаменателе (6) не влияет на положение его максимума по весовым коэффициентам $w_n^{(R)}$, $n = \overline{1, N}$. Формирование величины (7) требует оценки неизвестных информационных параметров, что приводит к существенному усложнению реализации этой величины. В этой связи рассмотрим функцию стоимости [10]

$$\tilde{Z} = |\tilde{X}|^2 / Y, \tag{10}$$

использующую вместо (7) величину

$$\tilde{X} = \sum_{n=1}^N w_n^{(R)} r_n, \tag{11}$$

$$r_n = \sum_{i=1}^J x_n(t_i) I^*(t_i) P^*(t_i), \quad n = \overline{1, N} \tag{12}$$

– комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки.

Учитывая (3), можно показать, что детерминированные составляющие (7) и (11) совпадают с точностью до множителя, равного отношению мощности пилот-канала к суммарной мощности передаваемого сигнала. То есть при высоком отношении сигнал/(помеха + шум) положения максимумов функций (6) и (10) по весовым коэффициентам $w_n^{(R)}$, $n = \overline{1, N}$ совпадают. Поэтому целесообразно использование функции стоимости (10), ввиду простоты ее реализации.

Известно, что при отсутствии шума и помех функция стоимости (10) становится сингулярной и не способна обеспечить адаптацию весовых коэффициентов. В этой связи модифицируем ее за счет небольшого увеличения диагональных элементов корреляционной матрицы сигнала на элементах антенной решетки по сравнению с исходной корреляционной матрицей (9).

$$\tilde{K}_{n,m} = K_{n,m} + \beta \delta_{n,m}, \quad n, m = \overline{1, N}, \tag{13}$$

$\delta_{n,m}$ – символ Кронекера, β – некоторая малая величина. Такая коррекция снимает сингулярность с функции стоимости (10) и обеспечивает также эффективную адаптацию весовых коэффициентов в отсутствие шума и помех.

Период адаптации (L отсчетов) может быть отличен от длительности интервала формирования функции стоимости (J отсчетов). В этом случае комплексные корреляционные отклики пилот сигнала r_n (12) и элементы корреляционной матрицы $K_{n,m}$, $n, m = \overline{1, N}$ (9) формируются с помощью скользящего окна, как показано на рис. 1.

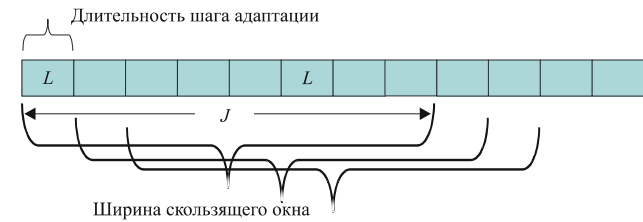


Рис. 1. Период адаптации и длительность скользящего окна при формировании функции стоимости обратного канала

Модифицированная функция стоимости (10) максимизируется в пространстве весовых коэффициентов $w_n^{(R)}$, $n = \overline{2, N}$ посредством одной из итеративных процедур. Весовой коэффициент $w_1^{(R)}$ служит началом отсчета в амплитудно-фазовом пространстве комплексных коэффициентов и полагается равным единице. Были реализованы различные итеративные процедуры: симплексный метод, метод покоординатного спуска, градиентный метод и метод наискорейшего спуска [11].

На рис. 2 представлена схема адаптивного приема сигналов многих абонентов.

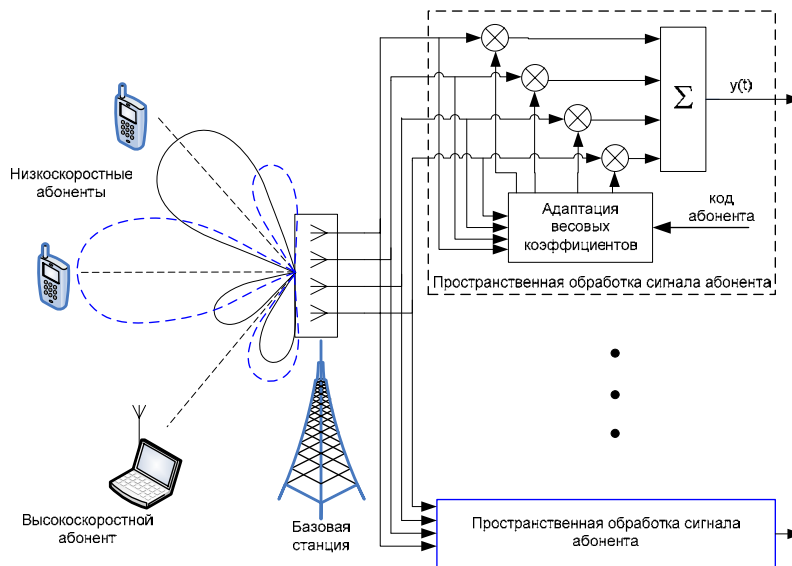


Рис. 2. Схема функционирования ААР при приеме сигнала многих абонентов

Прямой канал

Алгоритм формирования ДН в прямом канале основан на оценке угла прихода сигнала мобильной станции. Диаграмма направленности формируется таким образом, чтобы её максимум соответствовал оценке среднего направления прихода сигнала $\hat{\theta}$. Весовые коэффициенты элементов ААР при этом имеют вид

$$w_n^{(F)} = \exp[j(2\pi d/\lambda)(n-1)\sin(\hat{\theta})], \quad n = \overline{1, N}. \quad (14)$$

В случае многолучевого (во времени) канала пространства на базовой станции определяется направление прихода наиболее сильной компоненты многолучевого сигнала мобильного абонента. Это направление рассматривается как основное при распространении сигнала от базовой станции к мобильной, и максимум диаграммы направленности формируется в этом направлении.

Предлагаемый эвристический алгоритм оценки среднего угла прихода сигнала мобильного абонента использует результаты накопления пилот сигнала на различных элементах ААР, а также весовые коэффициенты обратного канала [12]. При этом в обратном канале должен использоваться один из алгоритмов подавления помех, например, рассмотренный в предыдущем разделе алгоритм, который основан на максимизации отношения сигнал/(помеха + шум).

Оценка среднего угла прихода формируется следующим образом. Для каждого из L исследуемых направлений $\theta_i, i = \overline{1, L}$ формируется по M комплексных корреляционных откликов пилот сигнала

$$\tilde{X}_k(\theta_i) = \sum_{n=1}^N w_n(\theta_i) r_{n,k}, \quad k = \overline{1, M}, \quad (15)$$

где $w_n(\theta_i) = \exp[j(2\pi d/\lambda)(n-1)\sin\theta_i]$, $n = \overline{1, N}$

– весовые коэффициенты, соответствующие направлению θ_i , $r_{n,k}, k = \overline{1, M}, n = \overline{1, N}$ – комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе коррелятора n -го элемента антенной решетки, последовательно сформированные по J отсчетам входного сигнала аналогично. Далее для увеличения отношения сигнал/шум и усреднения по углу прихода выполняется некогерентное накопление M сформированных комплексных корреляционных откликов

$$Z(\theta_i) = \sum_{k=1}^M |\tilde{X}_k(\theta_i)|. \quad (16)$$

Число некогерентных накоплений M выбирается достаточным для эффективного усреднения таким образом, чтобы полная длительность некогерентного накопления составляла несколько периодов замираний сигнала.

Формируются дискретные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале

$$F(\theta_i) = \left| \sum_{n=1}^N (w_n^{(R)})^* w_n(\theta_i) \right|, \quad (17)$$

где $w_n^{(R)}$, $n = \overline{1, N}$ – вектор весовых коэффициентов,

полученный при адаптации антенной решетки в обратном канале.

Сформированные функции (16), (17) далее нормируются

$$\tilde{Z}(\theta_i) = Z(\theta_i) / \max Z(\theta_i), \quad (18)$$

$$\tilde{F}(\theta_i) = F(\theta_i) / \max F(\theta_i). \quad (19)$$

Функция стоимости в прямом канале для дискретных значений угла прихода $\theta_i, i = \overline{1, L}$ формируется в виде взвешенной суммы нормированных величин (18), (19)

$$R(\theta_i) = \tilde{Z}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i). \quad (20)$$

Искомая оценка $\hat{\theta}$ среднего угла прихода сигнала мобильной станции определяется по положению максимума функции стоимости прямого канала (20)

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta_i} R(\theta_i). \quad (21)$$

Благодаря второму слагаемому в (20), сформированная функция стоимости оценки угла прихода сигнала мобильного абонента обладает свойством подавления помех. Требования к выбору параметра α противоречивы. С одной стороны, с увеличением α усиливается эффект подавления направлений на помехи. С другой стороны, при наличии мощных помех, угловое положение которых близко к направлению на мобильную станцию, максимум ДН обратного канала (17) может быть смещен относительно направления на мобильную станцию, что приводит к ошибке в оценке среднего угла прихода. Рекомендуемое значение α , установленное в результате моделирования большого количества различных пространственных помехово-сигнальных конфигураций, $\alpha = 0.4$.

В случае медленного фединга, когда качество отдельных оценок (21) из-за глубоких замираний может быть неудовлетворительным, целесообразно производить фильтрацию потока этих оценок, так как угловое положение абонента в этом случае меняется медленно.

Результаты моделирования

Для анализа разработанных алгоритмов формирования ДН в обратном и прямом каналах было выполнено их имитационное компьютерное моделирование для различных пространственных помехо-сигнальных конфигураций. Помехи представляли собой сигналы высокоскоростных пользователей. Моделировался канал распространения с несколькими эффективными отражателями, равномерно распределенными в пределах круга с центром в точке расположения мобильной станции [13]. Пространственно-временные замирания принимаемых сигналов мобильного абонента и помех определялись скоростью их движения, несущей частотой сигнала и расположением переотражателей канала распространения.

Были выбраны следующие параметры алгоритмов:

$$\beta = \frac{1}{100N} \sum_{n=1}^N K_{n,n}, \quad J = 256, \quad M = 96,$$

что соответствовало формированию оценки угла прихода сигнала через каждые 0.02 с., число исследуемых направлений в пределах 120-градусного сектора $L = 33$.

Предлагаемый алгоритм формирования ДН в обратном канале предполагает максимизацию модифицированной функции стоимости в пространстве весовых коэффициентов одним из итеративных методов. Сравнение различных методов адаптации весовых коэффициентов показало, что в среднем все рассмотренные итеративные процедуры обеспечивают примерно одинаковые характеристики. Более высокая скорость сходимости, свойственная методам адаптации первого порядка (градиентный метод и метод наискорейшего спуска) в условиях относительно низких отношений сигнал-шум не обеспечивает выигрыш по сравнению с методами адаптации нулевого порядка (симплексный метод и метод покоординатного спуска), которые оказываются достаточно устойчивыми к помехово-шумовому воздействию.

Для сравнения было выполнено моделирование некоторых альтернативных алгоритмов функционирования ААР в обратном канале: алгоритма MRC и алгоритма выбора диаграммы направленности из фиксированного набора (Switching beam) [3]. В алгоритме MRC весовые коэффициенты ААР определяются как величины, комплексно сопряженные оценкам комплексных амплитуд в элементах антенной решетки. В алгоритме Switching Beam диаграмма направленности из заданного набора диаграмм выбирается по максимуму некогерентного накопления комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала.

Сравнение предложенного и альтернативных алгоритмов функционирования ААР в обратном канале для различных помехо-сигнальных конфигураций показало, что предлагаемый алгоритм практически всегда обеспечивает выигрыш в характеристиках по сравнению с альтернативными алгоритмами. Этот выигрыш существенно зависит от числа и положения высокоскоростных помех и может достигать значительных величин. Для отдельных конфигураций оба альтернативных алгоритма становятся неработоспособными. В то же время предлагаемый алгоритм функционирует удовлетворительно, гибко регулируя диаграмму направленности антенной решетки в зависимости от положения помех и осуществляя их эффективное подавление.

Для примера на рис. 3-а, рис. 4-а приведены зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал-шум предложенного и альтернативных алгоритмов для двух помехо-сигнальных конфигураций рис. 3-б, рис. 4-б, параметры которых приведены в табл. 1, табл. 2 соответственно. Здесь № обозначает источник полезного сигнала или помехи (0 – соответствует рассматриваемому абоненту, другие номера соответствуют помехам). Система связи [6] предусматривает помехоустойчивое кодирование, поэтому представляет интерес только рабочая область $BER=0.05 \div 0.15$.

Табл. 1. Конфигурация 1

№	Угол прихода	Угловая область	Скорость, км/ч.
0	-5°	15.79°	100
1	-20.46°	16.32°	100

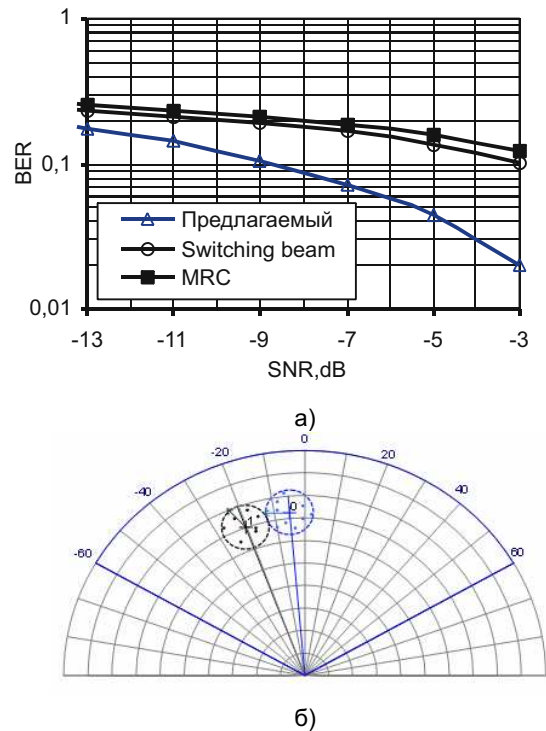


Рис.3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум, конфигурация 1

Табл. 2. Конфигурация 2

№	Угол прихода	Угловая область	Скорость, км/ч.
0	-14	13.55	100
1	-31	14.5	95
2	1	15.84	90

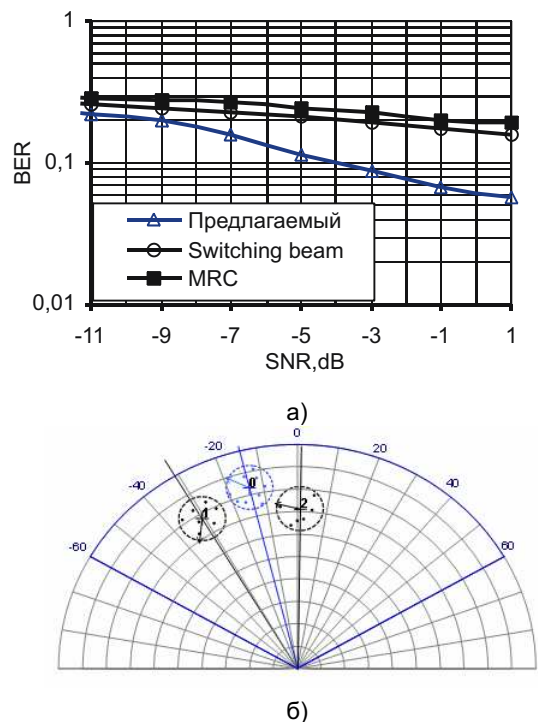
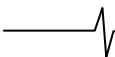


Рис.4. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум, конфигурация 2



В прямом канале для сравнения наряду с предлагаемым моделировался альтернативный Switching beam алгоритм определения направления прихода сигнала [3]. Отличие Switching beam алгоритма оценки угла прихода сигнала состоит в том, что для него решение выносится по положению максимума функции (16), а не (20), как в предлагаемом алгоритме.

Качество функционирования ААР в прямом канале характеризовалось средним энергетическим проигрышем и вероятностью грубой ошибки. Энергетический проигрыш рассчитывался по отношению к случаю, когда направление максимума ДН совпадает с направлением на мобильную станцию. Ошибка при формировании ДН в прямом канале считалась грубой, если энергетический проигрыш превышает 6дБ. Наличие грубой ошибки может условно означать разрыв связи в прямом канале и является наиболее важной характеристикой алгоритма. Из анализа характеристик, полученных для большого числа помехо-сигнальных конфигураций при рабочем отношении сигнал-шум, следует, что энергетические потери предлагаемого алгоритма – малы. Для 15 из 16 рассмотренных конфигураций они не превысили 0.4дБ. Кроме того, в процессе моделирования не было зафиксировано ни одного случая грубой ошибки. Энергетические потери альтернативного Switching beam алгоритма варьируются в зависимости от конфигурации и достигают 2.5 дБ. Но самое существенное, для некоторых неблагоприятных конфигураций Switching beam алгоритм дает недопустимо большую вероятность грубой ошибки.

Заключение

Таким образом, разработаны алгоритмы функционирования ААР на базовой станции сотовой системы связи, которые эффективно функционируют в обратном и прямом каналах в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы. Предлагаемый алгоритм обратного канала заключается в максимизации одним из итеративных методов модифицированной функции стоимости (основанной на отношении сигнал/(помеха+шум)) в пространстве весовых коэффициентов. Алгоритм формирования ДН в прямом канале основан на оригинальном эвристическом алгоритме оценки направления прихода сигнала. Имитационное компьютерное моделирование разработанных алгоритмов для различных пространственных помехо-сигнальных конфигураций показало, что они практически всегда обеспечивают выигрыш

в характеристиках по сравнению с альтернативными алгоритмами. Этот выигрыш существенно зависит от числа и положения высокоскоростных помех и может быть существенным. Кроме того, предложенные алгоритмы эффективно функционируют и для тех конфигураций, где альтернативные алгоритмы становятся неработоспособными.

Литература

1. Naguib A. F., Paulraj A., Kailath T. Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA // IEEE Trans. On Vehicular Technology. – 1994. –Vol. 43. – No. 3. – P.691-698
2. Thompson J. S., Grant P. M., Mulgrew B. Smart Antenna Arrays for CDMA Systems // IEEE Personal Communications. – 1996. –Vol. 3. – No. 5. – P.16-25
3. Liberti J.C., Rappaport T.S. Smart Antennas for Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA Applications in IS-95. NJ: Prentice Hall, – 1999. – 376p.
4. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.:Наука. – 1991. – 200с.
5. Pettersen M., Lehne P.H., Rostbakken N. J. Characterization of the directional wideband radio channel in urban and suburban areas // IEEE 50th VTC – 1999. – vol.3. – P.1454-1459
6. 3GPP2 C.S0002-D, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems: Revision D, Feb. 2004.
7. IEEE P802.16e/D5 Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Sep. 2004
8. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки / Пер. с англ. М.: Мир. –1986. – 448 с.
9. Манелис В.Б., Сергиенко А.И. Оценка отношения сигнал-шум // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2001. –№2. – С. 22-29.
10. Каюков И. В., Манелис В. Б., Савинков А.Ю. Алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в обратном канале сотовой системы связи // Радиолокация, навигация, связь : 9-я международная научно-техническая конференция, Воронеж, 2003.– Т.3. –С. 1904-1910.
11. Носач В.В. Решение задач аппроксимации с помощью персональных компьютеров. М.: МИКАП, 1994
12. Каюков И. В., Манелис В. Б., Савинков А.Ю. Алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в прямом канале сотовой системы связи // Радиолокация, навигация, связь : 9-я международная научно-техническая конференция, Воронеж, 2003.– Т.3. – С. 1899-1903.
13. Fuhl J., Molisch A.F., Bonek E. Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas // IEE Proc. – Radar, Sonar navigation, – 1998. –Feb. – P. 32-41.