

УДК 621.391

ФОРМИРОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ПРЯМОМ КАНАЛЕ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПРИ НАЛИЧИИ В СИСТЕМЕ ТОЛЬКО ОБЩЕГО ПИЛОТ СИГНАЛА

Манелис В.Б.

Введение

Одним из перспективных методов улучшения характеристик современных систем сотовой связи является применение адаптивных антенных решеток (ААР) на базовых станциях. Это позволяет увеличить емкость системы связи, расширить зону обслуживания, улучшить качество связи и т. д. [1,2]. В связи с этим системы сотовой связи 3-го и 4-го поколений предусматривают возможность использования ААР на базовых станциях [3, 4].

В [5] были предложены алгоритмы формирования диаграммы направленности (ДН) в прямом (от базовой станции к абонентской) и обратном (от абонентской станции к базовой) каналах по сигналу мобильной станции. Алгоритмы эффективно функционируют в присутствии мощных пространственно сосредоточенных помех, обусловленных сигналами абонентских станций системы, работающих с высокой скоростью передачи данных. При этом предполагалась относительно небольшая угловая область сигнала, и формирование ДН в прямом канале было основано на эвристическом алгоритме оценки направления прихода сигнала мобильной станции. Иногда угловая область сигнала в городских условиях плотной застройки может быть достаточно большой. В этом случае для формирования ДН в прямом канале недостаточно информации о направлении прихода сигнала. Необходимо также оценка угловой области сигнала. Последняя определяется угловой областью переотражателей, которые влияют на распространение сигнала между ААР и абонентом. Ширина ДН в прямом канале должна соответствовать оценке угловой области сигнала. Оценке направления прихода сигнала посвящено большое число публикаций, обзор которых приведен в [2]. В то же время работы по специфическому вопросу оценки угловой области сигнала практически отсутствуют. Так, в [6] угловая область сигнала косвенно оценивается по расстоянию между абонентской и базовой станциями. Ширина ДН увеличивается с уменьшением этого расстояния. Однако точность такого подхода невысока.

Для достижения высокой помехоустойчивости в современных системах связи используют когерентные (M-PSK и M-QAM) виды модуляции. Потенциальные преимущества таких видов модуляции могут быть реализованы только при высокой точности оценки комплексной огибающей принимаемого сигнала. Для этого передавае-

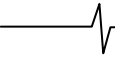
Разработан алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки на базовой станции сотовой системы связи с кодовым разделением каналов при наличии в системе только общего пилот сигнала. Алгоритм основан на эвристической оценке направления прихода и угловой области сигнала абонента и обеспечивает необходимую когерентность между общим пилот сигналом базовой станции и информационным сигналом, передаваемым абоненту. Компьютерное моделирование показало высокую эффективность предложенного алгоритма при произвольных, в том числе больших величинах угловой области сигнала и в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы.

мый сигнал включает пилот-компоненту. При использовании ААР передаваемый сигнал должен содержать как ненаправленный общий пилот-сигнал, излучаемый одним элементом ААР (для демодуляции сигналов общепользовательских широкополосных каналов связи), так и выделенный пилот-сигнал для каждого абонента, который должен передаваться всеми элементами ААР направленно вместе с информационным сигналом абонента. В [5] предполагалось наличие такого выделенного пилот-сигнала. Однако из-за особенностей некоторых стандартов систем связи или экономии ресурса выделенный пилот канал может отсутствовать, и оценка комплексной огибающей на абонентской станции должна выполняться по общему пилот-сигналу. Заметим, что в этом случае каналы распространения информационного и пилот-сигналов разные. Это отличие уменьшается при расширении ДН для информационного сигнала. Поэтому при формировании диаграммы направленности необходимо найти компромисс для информационного сигнала между увеличением его мощности на приемной антенне абонента за счет усиления ААР (сужения ДН) и необходимым качеством оценки канала, точность которой уменьшается при сужении ДН ААР.

В настоящей работе предлагается эвристический подход к оценке угла прихода и угловой области сигнала абонентской станции и на его основе строится новый алгоритм формирования диаграммы направленности ААР в прямом канале, эффективный при произвольных (в том числе при больших) величинах угловой области сигнала и обеспечивающий максимальную помехоустойчивость приема, когда в системе имеется только общий пилот сигнал.

Модель канала

Предполагается, что передача информационного сигнала с базовой станции осуществляется линейной эквидистантной антенной решеткой, а прием сигнала на абонентской станции выполняется одноэлементной



антенной. Для описания канала распространения воспользуемся его моделью, разработанной в [7]. В соответствии с этой моделью импульсный отклик канала от базовой станции к мобильной станции в условиях плоского фединга может быть представлен как

$$h(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{g}(t), \quad (1)$$

где \mathbf{w} – вектор весовых коэффициентов элементов ААР, $\mathbf{g}(t) = [g_1(t) \dots g_N(t)]^T$ – вектор независимых комплексных нормированных гауссовских процессов, спектральная плотность мощности которых удовлетворяет модели Джейкса [8], N – число элементов ААР базовой станции; \mathbf{G} – результат преобразования Холецкого матрицы \mathbf{K} взаимной корреляции сигналов элементов антенной решетки базовой станции, $(\cdot)^H$ – операция эрмитова сопряжения. Корреляционная матрица \mathbf{K} однозначно определяется величинами угла прихода θ и угловой области сигнала Δ [7] и находится в предположении наличия Q путей прихода сигнала. Угол прихода будем отсчитывать от нормали к ААР. В рассматриваемой модели канала мощности сигналов, приходящих по разным путям на базовую станцию, полагаются равными. В этом случае

$$\mathbf{K} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\varphi_q) \mathbf{a}^H(\varphi_q), \quad (2)$$

где

$\mathbf{a}(\varphi_q) = \left\{ \exp \left[j(2\pi d(n-1)/\lambda) \sin(\varphi_q) \right] \right\}$, $n = \overline{1, N}$, λ – длина волны принимаемого сигнала, d – расстояние между соседними элементами ААР базовой станции. Значения углов $\varphi_q, q = \overline{1, Q}$ в (2) определяются в предположении равномерного распределения углов путей прихода в пределах угловой области сигнала Δ

$$\varphi_q = \theta - \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta(q-1)}{Q-1}, \quad q = \overline{1, Q}. \quad (3)$$

Определение направления прихода и угловой области сигнала мобильного абонента

Можно заметить, что мгновенное направление прихода сигнала в результате пространственно-временного фединга постоянно меняется приблизительно в пределах угловой области сигнала. Поэтому предлагаемый алгоритм оценки угла прихода θ и угловой области сигнала Δ основан на формировании и анализе гистограммы оценок угла прихода. Гистограмма строится по M «коротким» измерениям направления прихода сигнала.

Каждое измерение осуществляется следующим образом. Для L различных значений $\theta_i, i = \overline{1, L}$ из априорной области возможных направлений прихода сигнала формируется модуль сигнала на выходе ААР

$$Z(\theta_i) = |\mathbf{r} \mathbf{a}(\theta_i)|, \quad (4)$$

где \mathbf{r} – вектор комплексных корреляционных откликов пилот сигнала на выходе корреляторов элементов ААР.

Для тех же направлений $\theta_i, i = \overline{1, L}$ формируются значения диаграммы направленности ААР при приеме сигнала абонентской станции

$$F(\theta_i) = |\mathbf{w}_{up}^H \mathbf{a}(\theta_i)|, \quad (5)$$

где \mathbf{w}_{up} – вектор весовых коэффициентов, полученный при адаптации антенной решетки в обратном канале. Предполагается, что при адаптации антенной решетки в обратном канале используется один из методов, подавляющий помехи, например, из [5] или [9], так что значение диаграммы направленности в направлении помех – минимально.

Сформированные функции (4), (5) нормируются

$$\begin{aligned} \tilde{Z}(\theta_i) &= Z(\theta_i) / \max Z(\theta_i), \\ \tilde{F}(\theta_i) &= F(\theta_i) / \max F(\theta_i), \end{aligned} \quad (6)$$

и решающая функция измерения формируется в виде взвешенной суммы нормированных величин (6)

$$R(\theta_i) = \tilde{Z}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i). \quad (7)$$

Оценка угла прихода короткого измерения определяется, как угловое положение максимума решающей функции (7)

$$\tilde{\theta} = \arg \max_{\theta_i} R(\theta_i). \quad (8)$$

Благодаря второму слагаемому, решающая функция оценки угла прихода сигнала мобильного абонента (7) обладает свойством подавления помех. Требования к выбору параметра α в (7) 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 (5) может быть смещен относительно направления на мобильную станцию, что приводит к ошибке в оценке среднего угла прихода. Рекомендуемое значение весового коэффициента α , установленное в результате моделирования большого количества различных пространственных помехово-сигнальных конфигураций, $\alpha = 0.35 \dots 0.4$. По последовательно полученным таким образом M измерениям (8) формируется гистограмма оценок угла прихода. На рис. 1, рис. 2 представлены примеры гистограмм для двух помехово-сигнальных конфигураций, параметры которых приведены в табл. 1, количество измерений $M = 500$.

Табл. 1. Параметры помехово-сигнальных конфигураций

Конфигурация 1				Конфигурация 2			
	θ (град)	Δ (град)	V(км/час)		θ (град)	Δ (град)	V(км/час)
Сигнал	-20	30	50	Сигнал	0	70	50
Помеха 1	-60	30	50	Помеха 1	-30	50	50
Помеха 2	50	30	50	Помеха 2	20	50	50

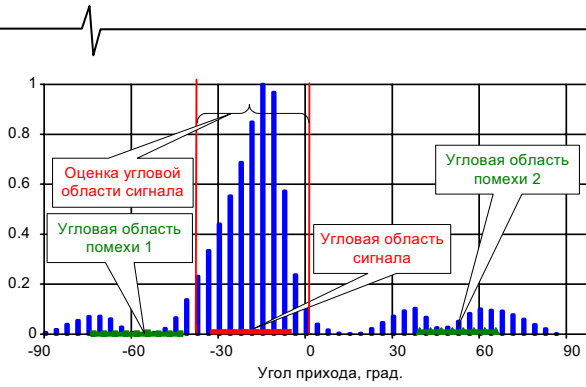


Рис. 1. Гистограмма оценок угла прихода, конфигурация 1

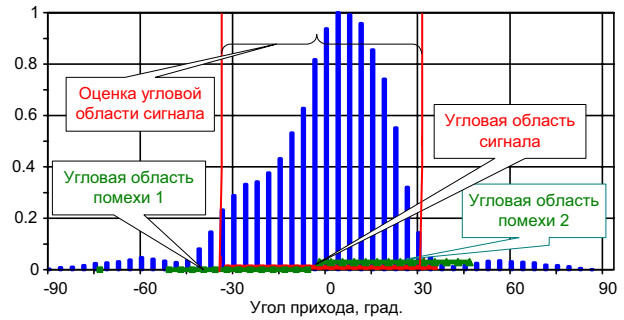


Рис. 2. Гистограмма оценок угла прихода, конфигурация 2

На основе анализа полученной гистограммы выносятся решение о среднем угле прихода $\hat{\theta}$ и угловой области сигнала $\hat{\Delta}$. Анализ гистограммы может производиться, например, в соответствии с алгоритмом, описанным в [10]. В этом случае оценки угловых параметров для представленных примеров имеют вид: $\hat{\theta} = -20.6^\circ$, $\hat{\Delta} = 44^\circ$ – для конфигурации 1, и $\hat{\theta} = -3.75^\circ$, $\hat{\Delta} = 70^\circ$ – для конфигурации 2.

Если канал распространения между абонентской и базовой станциями – многолучевой, оцениваются угловые параметры наиболее мощного луча, которые используются далее при формировании ДН ААР. В этом случае в (4) подставляются корреляционные отклики пилот-сигнала, соответствующие именно этому временному лучу.

Алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки

По оценкам угловых параметров сигнала $\hat{\theta}$, $\hat{\Delta}$, полученным в результате анализа гистограммы оценок угла прихода, необходимо сформировать диаграмму направленности для информационного сигнала, передаваемого от базовой станции к абоненту.

При этом весовые коэффициенты $\mathbf{w}_n = w_n \exp(j\psi_n)$, $n = \overline{1, N}$ элементов ААР должны быть выбраны таким образом, чтобы было обеспечено необходимое качество оценки канала информационного сигнала, получаемой по общему ненаправленному пилот-сигналу, и получена максимальная помехоустойчивость приема.

Будем считать, что пилот-сигнал передается элементом ААР с номером k , а информационный сигнал – в общем случае всеми элементами антенной решетки. Предлагаемый принцип назначения весовых коэффициентов \mathbf{w}_n , $n = \overline{1, N}$ заключается в следующем.

Фазовые коэффициенты ψ_n , $n = \overline{1, N}$ будем определять в соответствии с оценкой среднего направления прихода сигнала абонентской станции $\hat{\theta}$ [2]

$$\psi_n = (2\pi d/\lambda)(n - k) \sin(\hat{\theta}), \quad n = \overline{1, N}. \quad (9)$$

Это обеспечивает максимум ДН прямого канала в направлении оценки среднего угла прихода $\hat{\theta}$.

Амплитудные коэффициенты w_n , $n = \overline{1, N}$, определим таким образом, чтобы выполнить необходимое условие фазовой когерентности информационного и пилот-сигналов. Максимальный амплитудный коэффициент назначим элементу ААР, с которого излучается

пилот-сигнал, а коэффициенты остальных элементов ААР положим равными между собой

$$w_k = C, \quad w_i = \mu C, \quad i = \overline{1, N}, i \neq k. \quad (10)$$

где $C = \sqrt{N/[1 + (N - 1)\mu^2]}$ – нормировочный

коэффициент, $\mu (1 \geq \mu \geq 0)$ – параметр ДН, регулирующий ее ширину. Увеличение μ приводит к относительно сужению главного лепестка диаграммы направленности при передаче информационного сигнала. Это, в свою очередь, приводит к росту усиления ААР и к увеличению мощности сигнала, принимаемого абонентской станцией. Кроме того, уменьшаются помехи другим абонентским станциям, т. е. снижается уровень внутрисистемных помех. Однако, вследствие различного способа передачи информационного и пилот-сигналов ухудшается фазовая когерентность между информационным и пилот-сигналом на абонентской станции. Кроме того, падает устойчивость алгоритма к ошибкам в оценке угловых параметров. Поэтому параметр μ должен выбираться так, чтобы обеспечить необходимый уровень фазовой когерентности, и оценку канала для демодуляции информационного сигнала можно было корректно выполнить по общему пилот-сигналу.

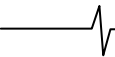
Для определения величины μ сначала рассчитывается корреляционная матрица \mathbf{K} в соответствии с выражениями (2), (3), куда подставляются оценки угловых параметров $\hat{\theta}$, $\hat{\Delta}$. Число путей прихода сигнала Q задается достаточно большой величине (далее при расчетах выбиралось $Q = 500$).

Импульсные отклики канала при передаче общего пилот-сигнала $h_p(t)$ и при передаче информационного сигнала $h_i(t)$ могут быть записаны в соответствии с моделью (1), как

$$h_p(t) = g_k(t). \quad (11)$$

$$h_i(t) = Cg_k(t) + \mu Cx \left[g_k(t) \sum_{i=k+1}^N \exp(-j\psi_i) G_{i,k} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \sum_{i=j}^N g_j(t) \exp(-j\psi_i) G_{i,j} \right]. \quad (12)$$

где $G_{i,j}$, $i, j = \overline{1, N}$ – элементы матрицы \mathbf{G} . Первое слагаемое в (12) когерентно пилот-сигналу, второе – некогерентно. Из сравнения (11) и (12) видно, что если $\mu \neq 0$, постоянно обеспечивать условие фазовой когерентности информационного и пилот сигналов не представляется возможным вследствие замираний процесса $g_k(t)$.



Параметр μ будем выбирать из условия, чтобы средняя мощность второго (некогерентного) слагаемого была существенно меньше средней мощности первого (когерентного) слагаемого в выражении (12). В этом случае фазовая когерентность на значительной части временного интервала должна обеспечиваться. Усредняя мощности некогерентного и когерентного слагаемых, фиксируя отношение этих усредненных величин и выражая из этого отношения величину μ , в результате получим

$$\mu = \frac{\gamma}{\sqrt{\left| \sum_{i=k+1}^N \exp(-j\psi_i) G_{i,k} \right|^2 + \left| \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \sum_{\substack{i=j \\ i \neq k}}^N g_j(t) \exp(-j\psi_i) G_{i,j} \right|^2}}, \quad (13)$$

где γ – заданное отношение средних мощностей некогерентного и когерентного слагаемых. Формула (13) определяет амплитудные коэффициенты элементов ААР. Компьютерное моделирование показало, что оптимальное значение параметра γ зависит как от угловых параметров области сигнала, так и от ошибок их оценки, и находится в интервале $\gamma = 0.03 \div 0.07$. В дальнейшем при моделировании выбиралось $\gamma = 0.05$.

Результаты моделирования

Представленные алгоритмы оценки угловых параметров сигнала и формирования ДН ААР в прямом канале были исследованы методом компьютерного моделирования сотовой системы cdma2000 в соответствии с моделью канала (1)-(3). Была рассмотрена четырехэлементная эквидистантная антенная решетка с расстоянием между элементами $\lambda/2$.

Для алгоритма оценки среднего угла прихода и угловой области сигнала рассчитывались два типа ошибок [10]. Первая ошибка – размер угловой области сигнала, не попавшей в оценку угловой области. Вторая ошибка – размер той угловой области, которая ошибочно оценена, как угловая область сигнала. Первая ошибка в итоге уменьшает помехоустойчивость приема сигнала на абонентской станции. Величина второй ошибки характеризует излишний шум в сотовой системе связи. Например, для конфигураций табл. 1, гистограммы которых приведены на рис. 1, рис. 2, первая ошибка равна соответственно 0 и 3.75°, а вторая ошибка – 13.75° и 3.75°. Моделирование алгоритма оценки угловых параметров, выполненное для большого числа помехо-сигнальных конфигураций, показало, что предлагаемый алгоритм работает достаточно эффективно как в отсутствие, так и при наличии мощных помех, как при

малых, так и при больших значениях угловой области сигнала. Ошибки предлагаемого алгоритма невелики. Для 19 из 21 рассмотренных конфигураций величина наиболее важной первой ошибки не превысила 5°. Вторая ошибка в 14 случаях из 21 не превысила 15°.

Рис. 3 – рис. 8 иллюстрируют эффективность процедуры формирования диаграммы направленности ААР в прямом канале. На рис. 3, рис. 4 приведены диаграммы направленности прямого канала для оценок θ, Δ , соответствующих гистограммам рис. 1, рис. 2. Видно, что ширина диаграммы направленности, необходимая для обеспечения фазовой когерентности между пилот-сигналом и информационным сигналом, может быть существенно уже, чем угловая область сигнала (выше усиление антенны). На рис. 5, рис. 6 для тех же значений θ, Δ приведен косинус разности фаз информационного и пилот-сигналов на небольшом временном интервале, включающем 10 периодов фединга. Видно, что на значительной части временного интервала фазовая когерентность действительно имеет место. Лишь при глубоких замираниях когерентной составляющей информационного сигнала фазовая когерентность нарушается.

На рис. 7 и рис. 8 представлены зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения Z энергии информационного бита передаваемого сигнала к спектральной плотности мощности шума для конфигураций табл. 1. В представленных характеристиках учтены ошибки угловых параметров сигнала. Информационный сигнал в прямом канале – QPSK сигнал. Для сравнения моделировались также два других способа передачи информационного сигнала. В первом его передача осуществлялась с одного элемента антенной решетки (того, с которого ведется передача пилот-сигнала). При этом способе передачи ($\mu = 0$) фазовая когерентность информационного и пилот-сигналов на мобильной станции – идеальная, а диаграмма направленности – круговая. Для второго способа передачи информационного сигнала осуществлялась со всех элементов антенной решетки, причем амплитудные коэффициенты равны между собой. При втором способе передачи ($\mu = 1$) ширина главного лепестка диаграммы направленности – минимально возможная, но фазовая когерентность информационного и пилот-сигналов на мобильной станции может быть недостаточной. Видно, что за счет гибкого регулирования ширины диаграммы направленности предлагаемый алгоритм демонстрирует высокую эффективность, и в общем случае обеспечивает существенный выигрыш по сравнению с рассмотренными альтернативными способами передачи.

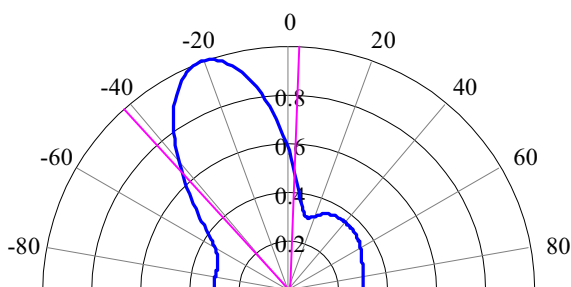


Рис. 3. Диаграмма направленности ААР, конфигурация 1

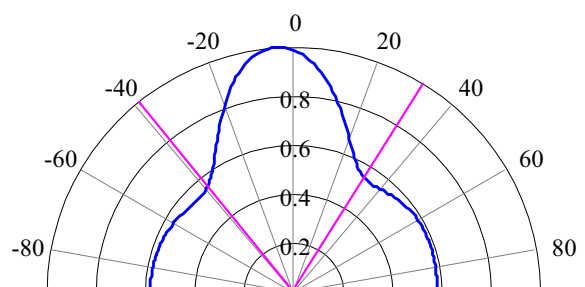


Рис. 4. Диаграмма направленности ААР, конфигурация 2

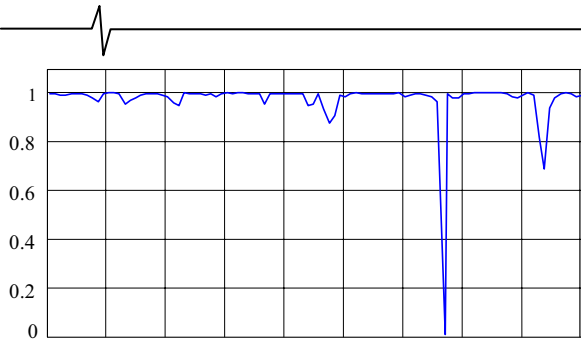


Рис. 5. Косинус разности фаз информационного и пилот сигналов, конфигурация 1

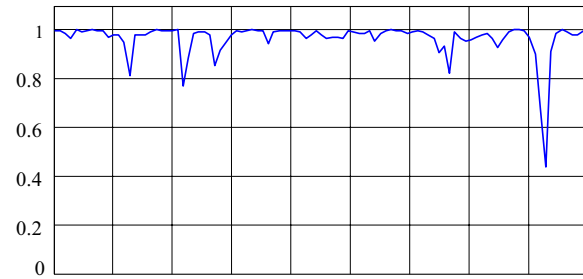


Рис. 6. Косинус разности фаз информационного и пилот сигналов, конфигурация 2

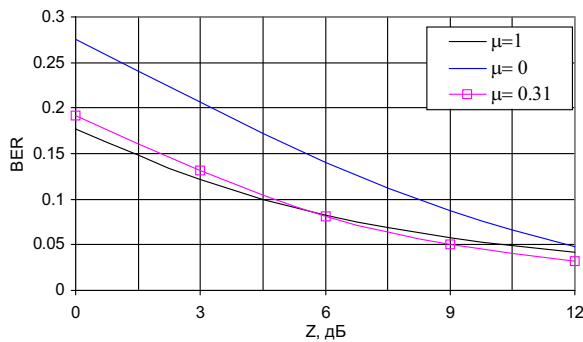


Рис. 7. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум, конфигурация 1

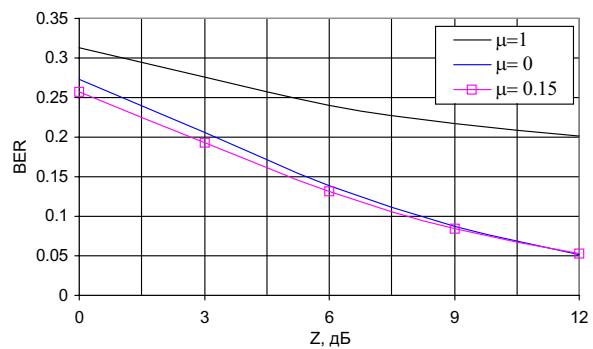


Рис. 8. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум, конфигурация 2

Заключение

В данной работе представлен алгоритм формирования ДН ААР на базовой станции сотовой системы связи в прямом канале, который эффективно функционирует при произвольных величинах угловой области сигналов абонентов, в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы, и при наличии только общего пилот-сигнала в системе, когда индивидуальные пилот-сигналы абонентов в прямом канале отсутствуют. Предлагаемый алгоритм включает эвристическую оценку среднего направления прихода и угловой области сигнала абонента по гистограмме оценок угла прихода. При формировании ДН фазовые коэффициенты элементов ААР определяются оценкой среднего угла прихода сигнала абонента. Амплитудные коэффициенты элементов ААР задаются таким образом, чтобы обеспечить необходимую степень фазовой когерентности между информационным и пилот-сигналом на мобильной станции.

Имитационное компьютерное моделирование разработанного алгоритма для большого числа различных помехово-сигнальных конфигураций показало его высокую эффективность. За счет гибкого регулирования ширины диаграммы направленности и высокой устойчивости к ошибкам оценки угловых параметров он обеспечивает преимущество в основных характеристиках по сравнению с альтернативными алгоритмами формирования ДН.

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. 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.
3. 3GPP2 C.S0002-D, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems: Revision D, Feb. 2004.
4. IEEE P802.16e/D5 Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Sep. 2004
5. Манелис В.Б., Каюков И.В. Алгоритмы формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в обратном и прямом каналах сотовой системы связи // Цифровая обработка сигналов, 2007, №2.
6. Patent US № 6108565 Shimon B. Scherzer, Practical Space-Time Radio Method for CDMA Communication Capacity Enhancement, Aug. 22, 2000.
7. Channel model for Tx diversity simulations using correlated antennas, Siemens, T doc R1-00-1067
8. Microwave Mobile Communications / Edited by William C. Jakes. IEEE Press. NY, 1994.
9. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.:Наука. – 1991. – 200с.
10. Каюков И. В., Манелис В. Б., Сергиенко А.И., Табацкий В.Д. Алгоритм оценки направления прихода и угловой области сигнала мобильного источника //Цифровая обработка сигналов и ее применение: Доклады 5 международной конференции. – Москва, 2003, Т.1. С.214-218.