

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Каюков И. В., Манелис В. Б.

ФНПЦ “Воронежский НИИ связи”,
Россия, 394018, Воронеж, ул.Плехановская 14, Тел. (0732) 74-72-41, факс (0732) 74-83-98,
E-mail: Manelis@kodofon.vrn.ru

Применение адаптивной антенной решетки (ААР) на базовых станциях современных систем сотовой связи является перспективным методом улучшения параметров системы связи, в частности, увеличения ее емкости, увеличения зоны обслуживания и т. д. [1]. В связи с этим системы сотовой связи 3-го и 4-го поколений предусматривают использование ААР на базовых станциях. Для достижения высокой помехоустойчивости и емкости этих систем связи предполагается использование M-PSK и M-QAM видов модуляции. Потенциальные преимущества таких видов модуляции могут быть реализованы только при высокой точности оценки комплексной огибающей принимаемого сигнала. Для этого полезный сигнал включает пилот компоненту. При использовании ААР полезный 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 пользователя, который должен передаваться направленно вместе с информационным сигналом пользователя всеми элементами ААР. 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 для информационного и пилот сигналов – разные. Полагаем, что направление на абонентскую станцию θ и угловая область переотражателей Δ известны. Необходимо формировать диаграмму направленности для информационного сигнала таким образом, чтобы обеспечить достаточное качество оценки комплексной огибающей информационного сигнала по пилот сигналу и получить максимальную помехоустойчивость приема.

В данной работе предложен алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки при передаче сигнала, эффективный как при малых, так и при больших значениях угловой области переотражателей.

Формирования диаграммы направленности (назначение весовых коэффициентов $w_n = w_n \exp(j\psi_n)$, $n = \overline{1, N}$ элементов ААР) будем производить исходя из условия фазовой когерентности между пилот сигналом и информационным сигналом, переданными с базовой станции. Выведем необходимое условие фазовой когерентности информационного и пилот сигналов.

В соответствии с моделью канала распространения из [2] передаточная функция канала от базовой станции к мобильной станции в условиях плоского фединга может быть представлена как

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

где $\mathbf{g}(t) = [g_1(t) \dots g_N(t)]^T$ – вектор независимых комплексных нормированных гауссовских процессов, спектральная плотность мощности которых удовлетворяет модели Джейкса [3], N – число элементов ААР базовой станции; \mathbf{w} – вектор весовых коэффициентов элементов ААР, \mathbf{G} – преобразование Cholesky матрицы \mathbf{K} взаимной корреляции сигналов элементов антенной решетки базовой станции, $(\cdot)^H$ – операция эрмитова сопряжения. Корреляционная матрица \mathbf{K} однозначно определяется величинами θ, Δ [2].

Фазовые коэффициенты ψ_n , $n = \overline{1, N}$ определяются в соответствии с направлением на абонентскую станцию θ [1]. Амплитудные коэффициенты w_n , $n = \overline{1, N}$, определим таким образом, чтобы максимальный коэффициент соответствовал элементу ААР, с которого излучается пилот сигнал, а коэффициенты остальных элементов ААР были равны между собой

$$w_1 = k, \quad w_i = \mu k, \quad i = \overline{2, N}, \quad (2)$$

где $k = \sqrt{N/[1 + (N-1)\mu^2]}$ – нормировочный коэффициент, μ ($1 \geq \mu \geq 0$) – параметр, определяемый из условия фазовой когерентности информационного и пилот каналов. Чем меньше μ , тем шире диаграмма направленности.

Будем считать, что пилот сигнал передается с элемента антенной решетки, обозначаемого номером 1, тогда передаточная функция пилот канала в соответствии с (1) может быть записана в виде

$$h_p(t) = g_1(t). \quad (3)$$

Передаточная функция информационного канала в соответствии с (1) может быть представлена в виде двух слагаемых

$$h_i(t) = kg_1(t) + \mu k \left[g_1(t) \sum_{i=2}^N \exp(-j\psi_i) G_{i,1} + \sum_{j=2}^N \sum_{i=j}^N g_j(t) \exp(-j\psi_i) G_{i,j} \right]. \quad (4)$$

Первое из них когерентно пилот сигналу, второе – некогерентно. Из сравнения (3) и (4) видно, что если $\mu \neq 0$, постоянно обеспечивать условие фазовой когерентности информационного и пилот сигналов не представляется возможным, вследствие замираний процесса $g_1(t)$.

Параметр μ будем выбирать из условия, что средняя мощность второго (некогерентного) слагаемого существенно меньше средней мощности первого (когерентного) слагаемого в выражении (4). В этом случае фазовая когерентность на значительной части временного интервала должна обеспечиваться. Указанное условие может быть записано в виде

$$f(\mu) = \mu^2 \left[\left| \sum_{i=2}^N \exp(-j\psi_i) G_{i,1} \right|^2 + \sum_{j=2}^N \left| \sum_{i=j}^N \exp(-j\psi_i) G_{i,j} \right|^2 \right] = \gamma, \quad (5)$$

где $f(\mu)$ – отношение средних мощностей некогерентного и когерентного слагаемых, γ – заданная малая величина.

Решая уравнение (5) относительно μ , получаем весовые коэффициенты элементов ААР.

С увеличением параметра γ увеличивается значение μ , что приводит к относительному сужению главного лепестка диаграммы направленности. При этом мощность сигнала, принимаемого абонентской станцией, растет. Кроме того, снижаются помехи другим абонентским станциям, т. е. уменьшается 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, снижается устойчивость алгоритма к ошибкам в оценке угловой области переотражателей. Поэтому выбор параметра γ должен представлять собой компромисс между указанными выше факторами. Исследование показало, что оптимальное значение параметра γ находится в интервале $\gamma = 0.05 \div 0.1$.

На Рис. 1, Рис. 2 представлены результаты компьютерного моделирования описанной процедуры формирования диаграммы направленности ААР. На Рис. 1,а и Рис. 2,а представлены диаграммы направленности прямого канала при различных значениях θ, Δ . Видно, что ширина диаграммы направленности, необходимая для обеспечения фазовой когерентности между пилот сигналом и информационным сигналом, существенно уже, чем угловая область переотражателей. На Рис. 1,б и Рис. 2,б 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. 1,с и Рис. 2,с представлены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум. Для сравнения моделировались также два других способа передачи информационного сигнала. В первом передача информационного сигнала 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.

Анализ характеристик подтверждает, что в предложенном алгоритме формирования диаграммы направленности ААР обеспечивается достаточная степень фазовой когерентности между информационным и пилот сигналом при произвольных значениях направления на абонентскую станцию и угловой области переотражателей. Предлагаемый алгоритм показал высокую эффективность для всех рассмотренных случаев, и в общем случае обеспечил существенный

выигрыш по сравнению с двумя альтернативными способами передачи за счет гибкого регулирования ширины диаграммы направленности.

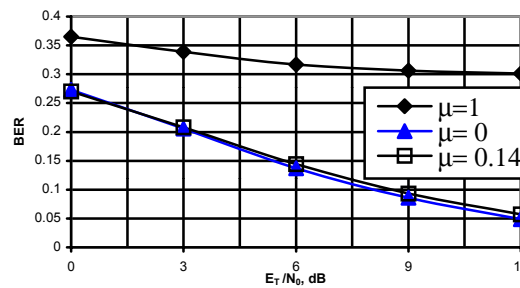
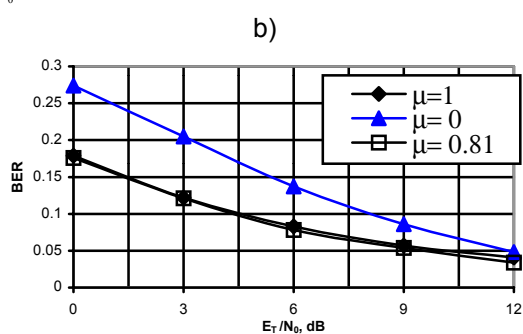
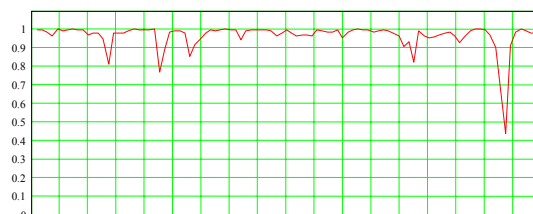
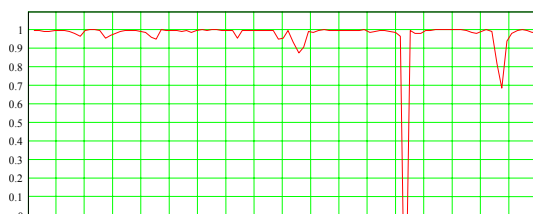
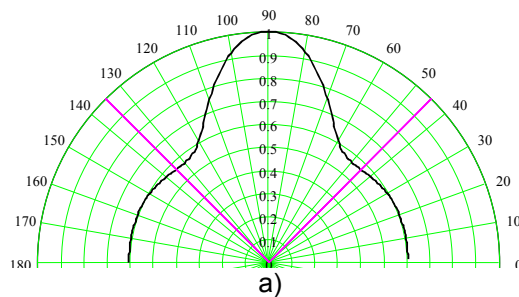
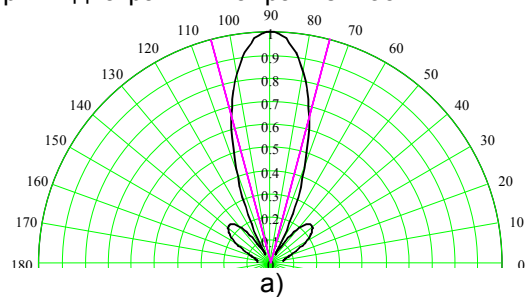


Рис. 1. $\theta = \pi/2, \Delta = \pi/6$

Рис. 2. $\theta = \pi/2, \Delta = \pi/2$

Литература

1. Joseph C. Liberti, Jr., Theodore S. Rappaport. Smart Antennas For Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications. Prentice Hall PTR
2. Channel model for Tx diversity simulations using correlated antennas, Siemens, Tdoc R1-00-1067
3. Microwave Mobile Communications / Edited by William C. Jakes. IEEE Press. NY, 1994.

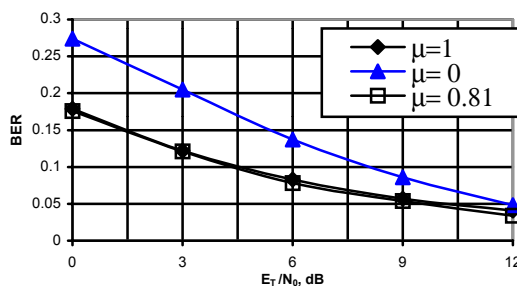
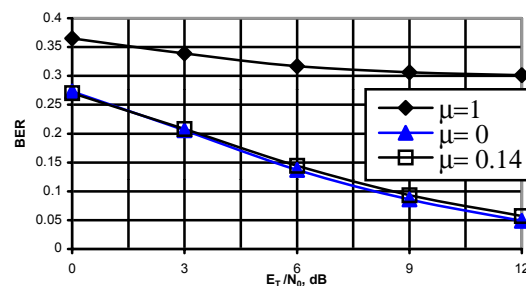


ADAPTIVE ANTENNA ARRAY BEAMFORMING ALGORITHM

Kaioukov I., Manelis V.

FSPC "Voronezh Research Institute for Telecommunications",
14, Plekhanovskay str., Voronezh, 394018, Russia, Phone (0732) 747241, Fax (0732) 748398,
E-mail: Manelis@kodofon.vrn.ru

The use of the adaptive antenna array (AAA) at base stations of contemporary cellular communication systems is a perspective method of improving parameters of the communication system [1]. In order to reach a high interference stability and capacity of the communication system it is presupposed to utilize M-PSK and M-QAM. Potential advantages of these modulation types can be implemented only at the high estimation accuracy of the complex envelope of a received signal. However, due to the peculiarities of some standards of communication systems or economy of the resource a pilot-channel allocated to a user can be absent. In this case the estimation of the complex envelope at mobile station (MS) should be performed over the common pilot-channel. Let us note that propagation channels for an information signal and pilot-signal are different. It is necessary to form a directional pattern for the information signal so that to provide a sufficient quality of the complex envelope estimation of the information signal by the pilot-signal and obtain the maximum interference stability of the reception. The formation of the directional pattern (assignment of weight coefficients $\mathbf{w}_n = w_n \exp(j\psi_n)$, $n = \overline{1, N}$ of AAA elements) will be performed depending on the condition of the phase coherence between the pilot-signal and information signal. According to the propagation channel model from [2] a transfer function of the information channel and common pilot-channel is analyzed. Phase coefficients, ψ_n , $n = \overline{1, N}$, are determined in accordance with the direction to MS θ [1]. Amplitude coefficients, w_n , $n = \overline{1, N}$, are defined so that the maximum coefficient corresponds to AAA element, from which the pilot-signal is radiated, and coefficients of the rest AAA elements are equal to each other (relative value μ). The less μ , the wider beam. The transfer function of the information channel has two components. A first of them is coherent to the pilot-signal, a second one is incoherent. Parameter μ will be selected depending on the condition that an average power of the incoherent component is substantially less than the average power of the coherent component. The given condition can be written as follows: $f(\mu) = \gamma$, where $f(\mu)$ – average powers of incoherent and coherent components ratio, γ – given small value. When γ parameter increases, μ value also increases that leads to the relative narrowing of the main beam width. In this case the power of the signal received at MS increases. Besides the interferences to other MSs are decreased. However due to different propagation channels the phase coherence between the information signal and pilot-signal at MS degrades. Therefore the value of γ parameter is a compromise between the above-mentioned factors. Рис. 1, Рис. 2 show dependences of BER probability versus SNR. For comparison two other methods of transmitting the information signal have been also simulated: at $\mu = 0$ and $\mu = 1$. The analysis of characteristics confirms that the proposed AAA beamforming algorithm provide a sufficient degree of the phase coherence between the information signal and pilot-signal. The proposed algorithm has shown a high efficiency and in a most of cases has provided a substantial gain as compared with alternative transmission methods due to the flexible regulation of the beam width.

Figure 3. $\theta = \pi/2, \Delta = \pi/6$ Figure 4. $\theta = \pi/2, \Delta = \pi/2$

References

1. Joseph C. Liberti, Jr., Theodore S. Rappaport. Smart Antennas For Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications. Prentice Hall PTR
2. Channel model for Tx diversity simulations using correlated antennas, Siemens, Tdoc R1-00-1067