

ВЛИЯНИЕ СЛУЧАЙНОГО ИЗМЕНЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА ПОМЕХИ НА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ WI-FI КАНАЛА СВЯЗИ С АДАПТИВНЫМИ АНТЕННАМИ

Введение

В настоящее время технологии беспроводной связи Wi-Fi претерпевают бурное развитие. Так, в 2010 году утвержден стандарт для MIMO каналов связи IEEE 802.11n, ведутся исследования по созданию стандарта IEEE 802.22. Кроме того, появилось большое разнообразие новой аппаратуры Wi-Fi, например Mi-Fi модемы. Резкое увеличение количества одновременно работающего на излучение Wi-Fi оборудования привело к росту уровня взаимных помех. Возросло и количество помех целенаправленных, создаваемых генераторами, функционирующими с целью подавления легитимных каналов связи. Наличие взаимных и целенаправленных помех значительно снижает помехозащищенность цифровых систем передачи информации (ЦСПИ), уровень которой оценивается вероятностью битовой ошибки (BER).

Из опубликованных работ известно много способов уменьшения величины BER [1, 2]. Одним из них является пространственная фильтрация помех с помощью адаптивных антенных решеток (ААР), формирующих нуль диаграммы направленности в направлении прихода помехи. При работе реальных каналов Wi-Fi направление прихода помехи изменяется случайным образом, т.к. процесс включения пользователей в сеть является хаотическим или помехи являются преднамеренные.

Существующие адаптивные методы пространственной фильтрации, формирующие глубокие нули или зоны провалов диаграммы направленности (ДН) решетки в направлении прихода помехи [3, 4, 5], становятся малоэффективными в случае, когда направление прихода помехи является случайной величиной. Поэтому представляет интерес построение эффективного метода достижения высокого качества передачи информации ($BER = 10^{-4}..10^{-6}$) в Wi-Fi каналах связи с адаптивными антенными решетками и случайным распределением направления прихода помехи в заданных зонах. Эта задача и решалась в данной статье.

Постановка и решение задачи

В работе рассмотрен случай, когда на вход ААР, состоящей из невзаимодействующих идентичных элементов, поступает сигнальный вектор $\vec{X}(t)$, представляющий аддитивную смесь составляющих полезного $\vec{X}_c(t)$, помехового $\vec{X}_n(t)$ и шумового $\vec{X}_{ш}(t)$ сигналов:

$$\vec{X}(t) = \vec{X}_c(t) + \vec{X}_n(t) + \vec{X}_{ш}(t).$$

Будем считать, что пространственная и временная структуры сигналов разделяются. Тогда, в прямоугольной декартовой системе координат в узкополосном режиме полезный $\vec{X}_c(t)$ и помеховый $\vec{X}_n(t)$ векторы имеют вид

$$\vec{X}_{c(n)}(t) = A_{c(n)}(t) \cdot f(\vec{u}_{c(n)}) \cdot \vec{V}_{c(n)},$$

где $A_{c(n)}(t)$ – комплексная огибающая полезного (с индексом «с»), помехового (с индексом «п») сигнала; $f(\vec{u})$ – ДН элемента решетки;

$\vec{V}_{c(n)} = (\exp(ik\vec{r}_1 \cdot \vec{u}_{c(n)}), \exp(ik\vec{r}_2 \cdot \vec{u}_{c(n)}), \dots, \exp(ik\vec{r}_N \cdot \vec{u}_{c(n)}))$ – вектор фазового набег входных сигналов, обусловленного пространственным разнесением элементов; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое

число; $\vec{r}_m (m = \overline{1, N})$ – радиус-вектор положения m -го элемента в выбранной системе координат; $\vec{u}_{c(n)} = (\cos\varphi_{c(n)} \cdot \sin\theta_{c(n)}, \sin\varphi_{c(n)} \cdot \sin\theta_{c(n)}, \cos\theta_{c(n)})$ – единичный вектор направления прихода сигнала; $\varphi_{c(n)}, \theta_{c(n)}$ – соответственно азимутальный угол и угол места, отсчитываемый от оси OZ; N – число элементов АР.

Будем в дальнейшем считать шум изотропным, некоррелированным с полезным и помеховым сигналами, а также некоррелированным поканально:

$$M(X_{uu}^{(i)} \cdot X_{uu}^{(j)}) = \delta_{ij} \cdot \sigma_{ij}.$$

Здесь $X_{uu}^{(i)} (i = \overline{1, N})$ – составляющие шумового вектора; M – знак математического ожидания; $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j; \\ 0, & i \neq j, \end{cases}$ – символ Кронекера; σ_{ii} – мощность шума i -го канала.

За критерий оптимальной обработки сигналов ААР примем максимум отношения мощности полезного сигнала к суммарной мощности помехи и шума (кратко – максимум отношения сигнал/шум (ОСШ)) на выходе антенны.

При линейной обработке входных сигналов, поступающих на антенну, выходной сигнал решетки $y(t)$ можно представить в виде скалярного произведения двух векторов N -мерного комплексного пространства – вектора входных сигналов $\vec{X}(t)$ и вектора весовых коэффициентов (ВВК) $\vec{W} = (W_1, W_2, \dots, W_N)$:

$$y(t) = (\vec{X}(t), \vec{W}) = \sum_{m=1}^N X_m(t) \cdot W_m^*.$$

В последнем соотношении $*$ – знак комплексного сопряжения.

Будем теперь полагать наличие $L (1 \leq L < N)$ зон прихода помехи, в каждой из которых направление прихода помехи является двумерной случайной величиной со своим законом распределения.

При наличии априорной информации о направлении прихода помехи, накапливаемой, например, с помощью дополнительного канала (каналов) антенной решетки, можно при достаточной статистике с высокой степенью точности определить в каждой зоне законы распределения двумерной случайной величины (φ, θ) : φ – азимута и θ – угла места направления прихода помехи. Поэтому при постановке задачи будем считать, что законы распределения углов прихода помехи в каждой из зон известны и заданы в виде плотности распределения $g_j(\varphi, \theta) (j = \overline{1, L})$.

Для построения детерминированного функционала отношения сигнал/шум усредним значения мощностей на входе АР полезного P_C , помехового P_{II} и шумового P_{III} сигналов:

$$P_C = \overline{|(\vec{X}_c(t), \vec{W})|^2}, \quad (1)$$

$$P_{II} = M(\overline{|(\vec{X}_n(t), \vec{W})|^2}), \quad (2)$$

$$P_{III} = \sigma_{uu}^2 \cdot (\vec{W}, \vec{W}). \quad (3)$$

Здесь черта означает усреднение, а $\sigma_{uu}^2 = \sum_{i=1}^N \sigma_{ii}$ – суммарная мощность шума АР.

Из представлений (1) и (2) мощностей полезного и помехового сигналов путем простых преобразований имеем

$$P_C = \bar{P}_C \cdot |f(\vec{u}_c)|^2 \cdot |(\vec{V}_c, \vec{W})|^2, \quad (4)$$

$$P_{II} = \bar{P}_{II} \cdot (A \cdot \vec{W}, \vec{W}), \quad (5)$$

где \bar{P}_C (\bar{P}_{II}) – среднее значение мощности за период полезного (помехового) сигнала; $A = \|a_{mn}\|_{m,n=1}^N$ – эрмитово положительная матрица с элементами:

$$a_{mn} = \sum_{j=1}^L \int_{\Omega_j} |f(\vec{u})|^2 \cdot \exp\{i \cdot k \cdot (\vec{r}_n - \vec{r}_m) \cdot \vec{u}\} \cdot g_j(\varphi, \theta) \cdot d\Omega;$$

$d\Omega$ – элемент телесного угла; Ω_j – зоны (телесные углы) прихода помехи.

С учетом полученных соотношений (1) – (5), функционал отношения сигнал/шум $\Phi(\vec{W})$ примет вид

$$\begin{aligned} \Phi(\vec{W}) &= \frac{P_C}{P_{II} + P_{III}} = \frac{\bar{P}_C}{\bar{P}_{II}} |f(\vec{u}_c)|^2 \cdot \frac{|(\vec{V}_c, \vec{W})|^2}{(A \cdot \vec{W}, \vec{W}) + \frac{\sigma_{uu}^2}{\bar{P}_{II}} \cdot (\vec{W}, \vec{W})} = \\ &= |f(\vec{u}_c)|^2 \cdot \frac{\bar{P}_C}{\bar{P}_{II}} \cdot \frac{|(\vec{V}_c, \vec{W})|^2}{((A + (\sigma_{uu}^2 / \bar{P}_{II}) \cdot E) \cdot \vec{W}, \vec{W})}. \end{aligned} \quad (6)$$

В приведенном соотношении E – единичная матрица.

Теперь задача максимизации отношения сигнал/шум свелась к максимизации нелинейного функционала $\Phi(\vec{W})$.

Из представления (6) функционала $\Phi(\vec{W})$ видно, что оптимальный ВВК \vec{W}_{onm} определяется с точностью до постоянного множителя и может быть найден путем приравнивания нулю градиента функционала $\Phi(\vec{W})$:

$$\vec{\nabla} \Phi(\vec{W}) = 0 \Rightarrow \vec{W}_{onm} = (A + (\sigma_{uu}^2 / \bar{P}_{II}) \cdot E)^{-1} \cdot \vec{V}_c = A_n^{-1} \cdot \vec{V}_c.$$

Покажем, что на векторе весовых коэффициентов \vec{W}_{onm} достигается максимум отношения сигнал/шум. С этой целью представим произвольный весовой вектор \vec{W} адаптивной антенной решетки в виде

$$\vec{W} = A_n^{-1} \cdot \vec{V}_c + \vec{C}, \quad (7)$$

где произвольный вектор \vec{C} ортогонален сигнальному вектору \vec{V}_c : $(\vec{V}_c, \vec{C}) = 0$. Пользуясь представлением ВВК (7) и свойством ортогональности векторов \vec{C} и \vec{V}_c , после преобразований, получаем

$$\Phi(\vec{W}) = |f(\vec{u}_c)|^2 \frac{\bar{P}_C}{\bar{P}_{II}} \frac{(A_n^{-1} \cdot \vec{V}_c, \vec{V}_c)^2}{(A_n^{-1} \cdot \vec{V}_c, \vec{V}_c) + (A_n \cdot \vec{C}, \vec{C})}. \quad (8)$$

Линейный оператор A_n положительно определённый [7], следовательно, максимум ОСШ достигается лишь тогда, когда знаменатель правой части равенства (8) принимает минимальное значение, т.е. когда $(A_n \cdot \vec{C}, \vec{C}) = 0$. Следовательно, оптимальный ВВК

$$\vec{W}_{onm} = A_n^{-1} \vec{V}_c$$

и

$$\max_{\vec{W}} \Phi(\vec{W}) = \Phi(\vec{W}_{onm}) = |f(\vec{u}_c)|^2 \frac{\overline{P_C}}{P_{II}} (A_n^{-1} \cdot \vec{V}_c, \vec{V}_c).$$

Зная оптимальный ВВК, можно записать выражение для оптимальной ДН по мощности:

$$|F(\theta, \varphi)|^2 = |(\vec{V}(\theta, \varphi), \vec{W}_{onm})|^2 + \frac{\sigma_{uu}^2}{P_C} (\vec{W}_{onm}, \vec{W}_{onm}), \quad (9)$$

где $\vec{V}(\theta, \varphi)$ – вектор направляющих косинусов

Для случая, когда отсутствует помеховый вектор, функционал ОСШ будет иметь вид

$$\Phi(\vec{W}) = |f(\vec{u}_c)|^2 \overline{P_C} \frac{(\vec{V}_c, \vec{W})^2}{\sigma_{uu}^2(\vec{W}, \vec{W})}.$$

Находя максимум $\Phi(\vec{W})$, определяем, что $\vec{W}_{onm} = \vec{V}_c$. Тогда ДН в отсутствие помех имеет вид

$$|F(\theta, \varphi)|^2 = |(\vec{V}(\theta, \varphi), \vec{V}_c)|^2 + \frac{\sigma_{uu}^2}{P_C} \cdot N. \quad (10)$$

Для широкополосной беспроводной ЦСПИ отношение сигнал/шум можно записать в виде [6]

$$\Phi(\vec{W}) = \frac{E_b}{N_0 + J_0}, \quad (11)$$

где E_b – энергия бита, N_0 – спектральная плотность мощности теплового шума, J_0 – спектральная плотность мощности помехи.

Введем допущение, что мощность помехи намного больше мощности шума $P_{II} \gg P_{ш}$. Тогда значением $P_{ш}$ можно пренебречь и формула (11) примет вид

$$\Phi(\vec{W}) = \frac{E_b}{J_0}.$$

При модуляции QPSK вероятность битовой ошибки [6]

$$P_B = 0.5Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = 0.5Q\left(\sqrt{\frac{P_C}{P_{II} * n}}\right),$$

где $Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$ – функция ошибок, n – количество бит на символ модуляции (для QPSK $n = 2$).

Численные исследования

Исследования возможностей предложенного метода проведем на примере линейной эквидистантной антенной решетки, состоящей из N идентичных и изотропных элементов, расположенных вдоль оси Z прямоугольной системы координат (см. рис. 1).

При проведении расчетов рассмотрим одну зону прихода помехи. Будем считать, что полезный сигнал приходит с направления, определяемого углами $\forall \varphi_c \in [0, 2\pi]$, $\theta_c = 25^\circ$, а угол места помехи θ_n распределен по равномерному закону в интервале $\theta_n \in (\theta_0 - \delta, \theta_0 + \delta)$ ($\forall \varphi_n \in [0, 2\pi]$), где $\theta_0 = 50^\circ$ и $\delta = 3^\circ$. В этом случае плотность распределения углов прихода помехи имеет вид

$$g(\varphi, \theta) = \begin{cases} \frac{1}{4\pi\delta}, & \varphi \in [0, 2\pi] \text{ и } \theta \in [\theta_0 - \delta, \theta_0 + \delta]; \\ 0, & \text{в других случаях.} \end{cases}$$

Пусть отношение суммарной мощности шума антенны к средней мощности помехового сигнала $\sigma_{ш}^2 / \bar{P}_П = 10^{-3}$, а отношение суммарной мощности шума антенны к средней мощности полезного сигнала равно $\sigma_{ш}^2 / \bar{P}_C = 3 \cdot 10^{-4}$.

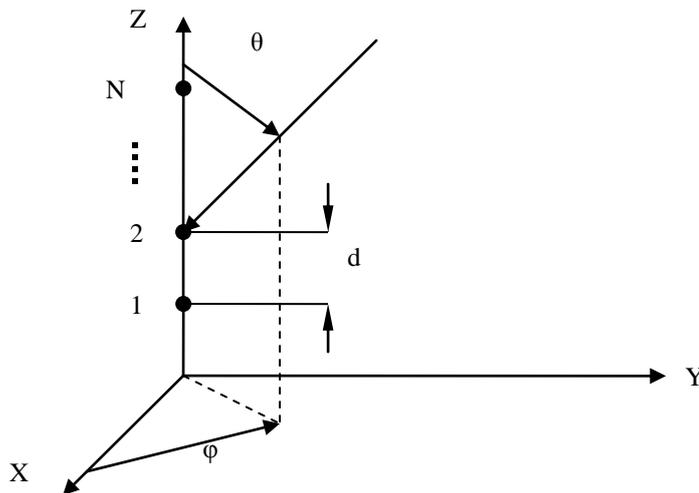


Рис. 1. Геометрия линейной антенны

В современных Wi-Fi системах приемные антенны абонентов встроены в крышки ноутбуков. По этой причине на частоте $2,45 \text{ ГГц}$ (рабочей частоте Wi-Fi канала связи) в ноутбуке может быть применена антенная решетка, содержащая всего два-три элемента. Далее рассматриваются примеры численных исследований с использованием двухэлементной АР

На основе проведенных расчетов построим в полярной системе координат диаграммы направленности двухэлементной антенной решетки с оптимальными весовыми коэффициентами для различных значений шага решетки d/λ . Назовем ДН, оптимальную по критерию максимума отношения сигнал/шум при условии отсутствия помехового вектора квазиоптимальной. И чтобы была возможность наглядно оценить формирование провала в зоне прихода помехи, поместим на одном рисунке обе ДН: оптимальную и квазиоптимальную.

На рис. 2 изображены оптимальные (сплошной линией) и квазиоптимальные (прерывистой линией) ДН для различных значений шага решетки d/λ .

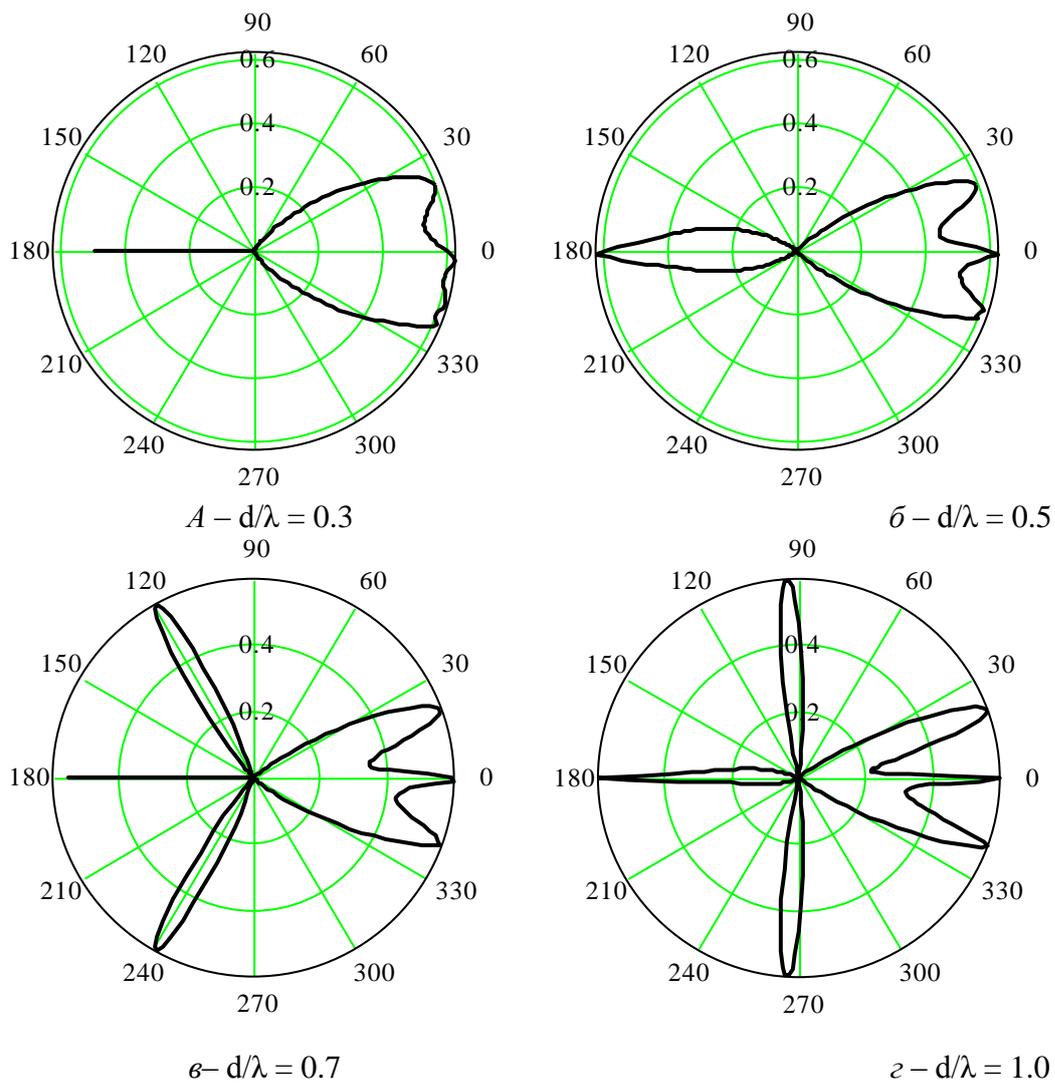


Рис.3. Зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при различных значениях d/λ

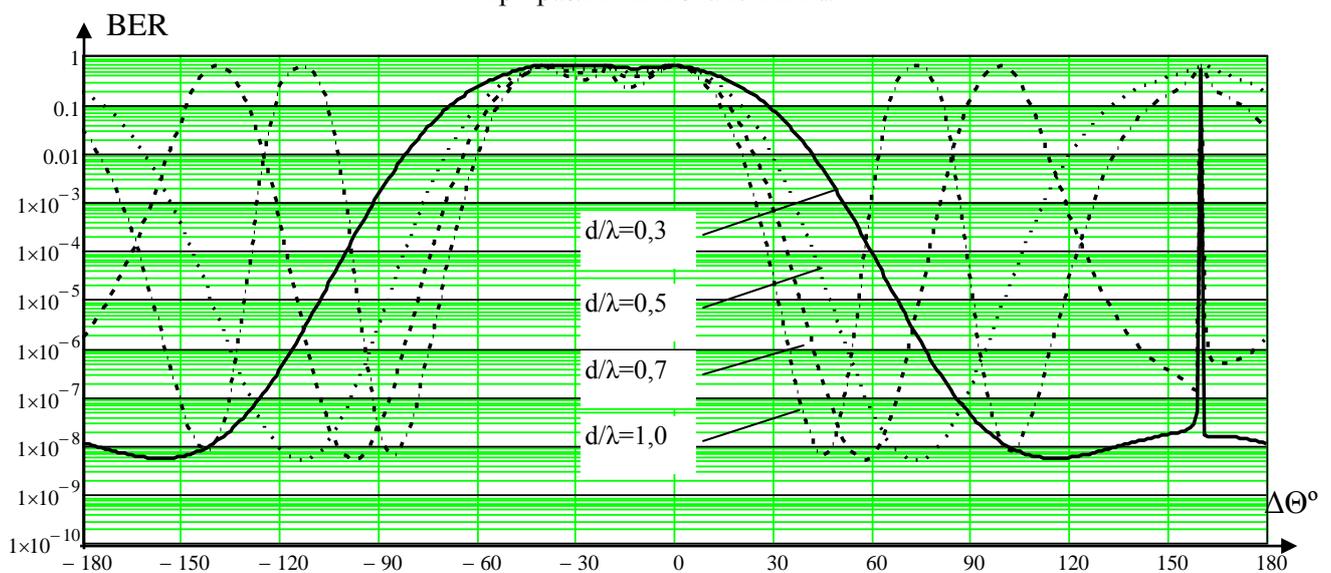


Рис.4. Зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при разных значениях d/λ

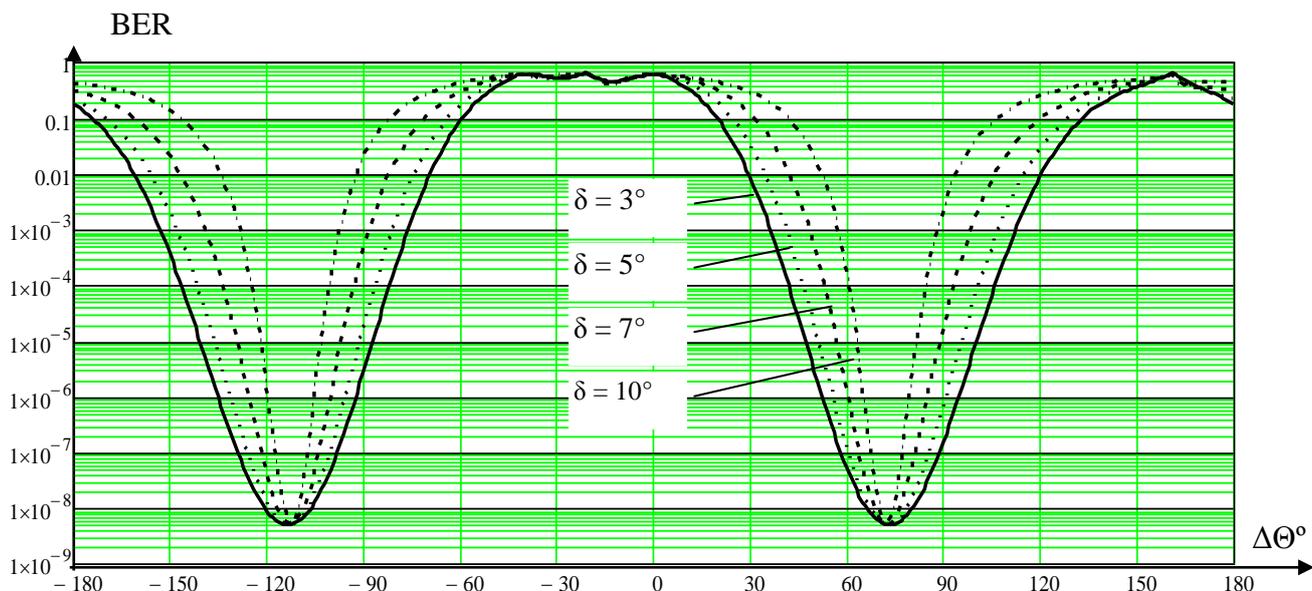


Рис. 5. Зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при разных значениях δ

И, наконец, используя предложенный алгоритм, была рассчитана зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при разных значениях углов δ секторов, в которых случайным образом изменялось направление прихода помехи (рис.5). Как видно из графиков, с увеличением величины δ уменьшается ширина секторов уверенного приема информации с высоким качеством.

Выводы

Предложен метод повышения помехозащищенности Wi-Fi канала связи с адаптивными антенными решетками.

Описанный метод применен к исследованию помехозащищенности канала связи с двух-элементной ААР. При этом выявлены следующие закономерности:

- показано, что улучшить качество приема при малой разнице в направлениях прихода помехи и полезного сигнала можно путем увеличения расстояния между элементами антенны;
- выяснено, что ширина сектора δ случайного изменения направления прихода помехи также влияет на величину BER и, соответственно, влияет на ширину секторов уверенного ($BER \leq 10^{-4}$) приема сигнала.

Список литературы: 1. Тимошук, Р.С., Носов, В.И. Повышение помехоустойчивости канала с использованием 2М-пространственно-временного кодирования // Вестник СибГУТИ. – 2010. – № 1. – С.3-12. 2. Ермолаев, В.Т., Маврычев, Е.А., Флакман, А.Г. Уменьшение вероятности битовой ошибки при параллельной передаче информации в ММО-системе. – Нижний Новгород: ФГБНУ НИРФИ; Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2003. – №3. – С. 251-260. 3. Быховский, М.А. Приём широкополосных сигналов с помощью адаптивных антенн // Мобильные системы. – М., 2006. – №8. – С. 21-27. 4. Титаренко, Л.А. Адаптивная пространственная обработка сигналов в условиях априорной неопределенности. – Х. : ХНУРЭ; Коллегиум, 2004. – 216 с. 5. Уидроу, Б., Стурнз, С. Адаптивная обработка сигналов : пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1989. – 440 с. 6. Ryuzou Nishi, Yoshiraki Hori, Kouichi Sakurai Secrecy Capacity of Wireless LAN // ARES 2009 International Conference on Availability, Reliability and Security, Fukuoka, Japan, March 16 – 19, 2009, p.905-910.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.04.2012