

УДК 621.396.2

Александр Буланый, Галина Майстренко, Алексей Стрельницкий
Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ КАНАЛОВ СВЯЗИ С АДАПТИВНЫМИ АНТЕННАМИ

Alexander Bulanyi, Galina Maistrenko, Alexey Strelnitskiy

NOISE IMMUNITY OF THE COMMUNICATION CHANNELS WITH ADAPTIVE ANTENNAS

Процесс развития беспроводных технологий сопровождается снижением помехозащищенности каналов связи, уровень которой оценивается вероятностью битовой ошибки (BER). 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 (ААР) и случайным распределением направления прихода помехи в заданных зонах. Эта задача и решалась в данной 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 $\vec{X}_u(t)$ сигналов: $\vec{X}(t) = \vec{X}_c(t) + \vec{X}_n(t) + \vec{X}_u(t)$. Будем считать, что пространственная и временная структуры сигналов разделяются. Тогда, в прямоугольной декартовой системе координат полезный $\vec{X}_c(t)$ и помеховой $\vec{X}_n(t)$ вектора 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 «n») сигнала; $f(\vec{u})$ – диаграмма направленности (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 антенной решетки (АР).

Будем в дальнейшем считать шум изотропным, некоррелированным с полезным и помеховым сигналами, а также некоррелированным поканально: $M(X_u^{(i)} \cdot X_u^{(j)}) = \delta_{ij} \cdot \sigma_{ij}$. здесь $X_u^{(i)} (i = \overline{1, N})$ – составляющие шумового вектора; M – знак математического ожидания; δ_{ij} – 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 АР, 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 антенной решетки, можно опреде-

лить в каждой зоне законы распределения двумерной случайной величины (φ, θ) : φ – азимута и θ – угла места направления прихода помехи. Поэтому будем считать, что законы распределения углов прихода помехи в каждой из зон известны и заданы в виде плотности распределения $g_j(\varphi, \theta)$ ($j = \overline{1, L}$). С целью построения детерминированного функционала отношения сигнал/шум усредним значения мощностей на входе АР полезного P_C , помехового P_{II} и шумового P_{III} сигналов:

$$P_C = \overline{|\vec{X}_c(t, \vec{W})|^2}, \quad P_{II} = M\left(\overline{|\vec{X}_n(t, \vec{W})|^2}\right), \quad P_{III} = \sigma_u^2 \cdot (\vec{W}, \vec{W}). \quad (1)$$

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

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

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

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.

Учитывая полученные соотношения (1) и (2), функционал отношения сигнал/шум $\Phi(\vec{W})$ принимает вид:

$$\Phi(\vec{W}) = P_C / (P_{II} + P_{III}) = |f(\vec{u}_c)|^2 \cdot \frac{\bar{P}_C}{\bar{P}_{II}} \cdot |\vec{V}_c, \vec{W}|^2 / \left((A + (\sigma_u^2 / \bar{P}_{II}) \cdot E) \cdot \vec{W}, \vec{W} \right). \quad (3)$$

В приведенном соотношении E – единичная матрица.

Теперь задача максимизации ОСШ свелась к максимизации нелинейного функционала $\Phi(\vec{W})$.

Результаты расчетов по предложенному алгоритму детально обсуждаются в докладе. Выявлена такая закономерность. При увеличении количества излучателей N и величины сектора флуктуации направления прихода помехи δ отношение сигнал/помеха уменьшается. Это вызвано тем, что с ростом величины δ уменьшается отношение $F(\theta_c)/F(\theta_n)$, прежде всего из-за увеличения параметра $F(\theta_n)$, который при идеальной фильтрации ($\delta = 0$), равен нулю. Таким образом, показано, что флуктуации угла прихода существенно влияют на величину BER.