

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ВЕКТОРА ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ НА ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, РАБОТАЮЩЕЙ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМ СКО

Денисенко К.О.

Научный руководитель – к. ф-м. н. Рыбалко А. М.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
(61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ОПТ)

Analysis of the influence of the weight coefficients vector for smart antennas that operate on the principle of calculation of standart diviation minimum.

В отличие от фазированных решеток адаптивные антенные решетки (ААР) позволяют более эффективно использовать частоты и инфраструктуру имеющихся сетей. Основная причина этого заключается в способности таких систем без наличия априорной информации о помеховой обстановке автоматически обнаруживать присутствие источников помех и подавлять их на выходе антенны, улучшая тем самым качество приема полезного сигнала. Это в конечно счете приводит к улучшению экономических показателей сетей связи. Даже если ААР установлены на 10% базовых станциях, то это гарантирует увеличение пропускной способности сетей мобильной связи на 100%. При наличии априорной информации о опорном сигнале критерием эффективной работы ААР, работающей в узкополосном режиме, выбирается минимум средней квадратичной ошибки (СКО). В реальной линии передачи сигнала всегда существуют возмущения характеристик антенной решетки, вызванные различными механизмами в том числе и погрешностями обработки поступающего сигнала процессором. Поэтому представляет интерес исследование влияния зашумления на выходной сигнал оптимальной ААР, работающей по критерию минимум СКО, вызванного наличием погрешностей весовых коэффициентов.

Пусть на вход антенной решетки, состоящей из N элементов, поступает узкополосный сигнал, представленный в виде N -мерного вектора $\vec{X}(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t))$ унитарного комплексного пространства H . Сигнал $y(t)$ на выходе антенны, работающей в оптимальном режиме, можно представить в виде скалярного произведения пространства H :

$$y(t) = (\vec{X}(t), \vec{W}_0) = \sum_{n=1}^N x_n(t) w_0^*, \text{ где } \vec{W}_0 = \vec{W} + \Delta\vec{W} - \text{вектор весовых коэффициентов, состоящий из оптимального вектора весовых коэффициентов } \vec{W} \text{ и аддитивной составляющей вектора } \Delta\vec{W} - \text{погрешностей весовых коэффициентов; } * - \text{знак комплексного сопряжения. Обозначим через } d(t) \text{ опор-}$$

ный сигнал, тогда модуль квадрата сигнальной ошибки равен:

$$|\Delta(t)|^2 = |d(t) - y(t)|^2 = |d(t)|^2 - 2\operatorname{Re}(d(t)\bar{X}(t), \bar{W}_0) + \left|(\bar{X}(t), \bar{W}_0)\right|^2. \quad (1)$$

Будем считать, что сигнальный вектор $\bar{X}(t)$ допускает представление $\bar{X}(t) = \bar{X}^c(t) + \bar{X}^u(t)$, где $\bar{X}^c(t)$ – вектор полезного сигнала, а $\bar{X}^u(t) = \bar{X}^n(t) + \bar{X}_{uu}(t)$ – шумовой вектор, состоящий из вектора помех $\bar{X}^n(t)$ и вектора собственных шумов $\bar{X}_{uu}(t)$.

Путем усреднения случайных процессов левой и правой частей равенства (1) имеем:

$$\overline{|\Delta(t)|^2} = \overline{|d(t)|^2} - 2\operatorname{Re}\overline{(d(t)\bar{X}(t), \bar{W} + \Delta\bar{W})} + \overline{\left|(\bar{X}(t), \bar{W} + \Delta\bar{W})\right|^2}. \quad (2)$$

Из представленного соотношения (2) видно, что усредненный модуль квадрата сигнальной ошибки является случайной величиной погрешностей вектора весовых коэффициентов. Найдем математическое ожидание левой и правой частей этого равенства:

$$E[\overline{|\Delta(t)|^2}] = \overline{|d(t)|^2} - 2\operatorname{Re}(\bar{r}_{xd}, \bar{W}) + (R_{xx}\bar{W}, \bar{W}) + E\left[(R_{xx}\Delta\bar{W}, \Delta\bar{W})\right]. \quad (3)$$

Здесь \bar{r}_{xd} – корреляционный вектор входного и опорного сигналов; $R_{xx} = \overline{\bar{X}^+(t)X(t)} = \left\|r_{nm}\right\|_{n,m=1}^N$ – корреляционная матрица входных сигналов; символ $+$ означает эрмитово сопряжение. Правая часть соотношения (3) показывает, что выходной сигнал антенной решетки будет зашумляться величиной $P_{\text{дон}} = E\left[(R_{xx}\Delta\bar{W}, \Delta\bar{W})\right]$. С целью оценки величины $P_{\text{дон}}$ рассмотрим следующую математическую модель погрешностей весовых коэффициентов (ВК). Будем считать, что амплитудные погрешности ВК каналов ААР Δ_n ($n = \overline{1, N}$) попарно коррелированы с одним и тем же коэффициентом

корреляции ρ , т.е. $E(\Delta_n\Delta_m) = \begin{cases} \sigma_\Delta^2, & n = m; \\ \rho \cdot \sigma_\Delta^2, & n \neq m. \end{cases}$ и амплитудные погрешности не коррелированы с фазовыми ϕ_n ($n = \overline{1, N}$).

Путем преобразований шумовая мощность $P_{\text{дон}}$ принимает вид:

$$P_{\text{дон}} = \left(1 - \frac{\sigma_\phi^2}{2}\right) \cdot \sigma_\Delta^2 \cdot \sum_{n,m=1}^N r_{nm}[(1-\rho)\delta_{nm} + \rho], \quad (4)$$

где $\sigma_\Delta^2, \sigma_\phi^2$ – соответственно дисперсии амплитуды и фазы погрешностей ВК. Проведенное численное моделирование для линейных АР показало, что в зависимости от направления прихода помехи шумовая мощность линейно возрастает (направление попадает в область главного лепестка ДН) или линейно убывает (направление не попадает в область главного лепестка). Степень роста определяется параметрами, входящими в (4).