

УДК 621.396

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ КОМПЕНСАТОРА ДВУХ ИСТОЧНИКОВ УЗКОПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А.П. ШУМСКИЙ, И.Н. ДАВЫДЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 4 сентября 2012

Проводится анализ эффективности компенсатора помех, реализующего критерий минимума выходной мощности при подавлении двух точечных источников помех. Получены аналитические выражения для весового вектора, минимальной мощности остатков компенсации и оптимального расстояния между компенсационными антеннами.

*Ключевые слова:* автокомпенсатор шумовых помех, пространственная структура.

### Введение

Задача подавления сигналов активных шумовых помех является актуальной. Потенциальная эффективность подавления в отсутствие ошибок самонастройки зависит от пространственной структуры автокомпенсатора помех. Важной задачей является получение выражений для потенциальной эффективности подавления двух помех и анализ влияния размещения компенсационных антенн на эффективность подавления.

### Теоретическая часть

Оптимальный весовой вектор и минимальная мощность остатков компенсации источников узкополосного излучения компенсатора описываются выражениями [1]:

$$\mathbf{W}_{\text{опт}} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_0, \quad (1)$$

$$2\sigma_{\Sigma\text{min}}^2 = 2\sigma_0^2 - \mathbf{R}_0^{\otimes}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_0, \quad (2)$$

где  $2\sigma_0^2$  – удвоенная мощность сигнала помехи в основном канале приема;  $\mathbf{R} = \overline{\mathbf{E}^*\mathbf{E}^T}$  – корреляционная матрица сигналов, принятых компенсационными каналами;  $\mathbf{R}_0 = \overline{\mathbf{E}_0\mathbf{E}^*}$  – вектор корреляции сигналов, принятых основным и компенсационными каналами;  $\otimes$  – символ транспонирования и комплексного сопряжения матрицы.

Корреляционную матрицу и вектор корреляции сигналов для случая двух точечных источников некоррелированных узкополосных помех представим выражениями вида:

$$\mathbf{R} = 2\sigma_{\text{ш}}^2\mathbf{I} + 2\sigma_1^2\mathbf{X}_1^*\mathbf{X}_1^T + 2\sigma_2^2\mathbf{X}_2^*\mathbf{X}_2^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_0 = 2\sigma_1^2h_1\mathbf{X}_1^* + 2\sigma_2^2h_2\mathbf{X}_2^*, \quad (4)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица;  $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$  – нормированные комплексные вектора амплитудно-фазовых распределений 1-ой и 2-ой помехи на компенсационных антеннах;  $2\sigma_{\text{ш}}^2, 2\sigma_1^2, 2\sigma_2^2$  – удвоенная средняя мощность внутренних шумов, сигналов 1-ой и 2-ой помехи в одном

компенсационном канале;  $h_1, h_2$  – комплексные величины, характеризующие значения диаграммы направленности основной антенны в направлении на источники помех.

Можно показать [2], что в этом случае обратная корреляционная матрица помех описывается следующим образом:

$$\mathbf{R}^{-1} = \frac{\mathbf{I}}{2\sigma_w^2} - (1 + \chi_2) \frac{2\sigma_1^2}{\alpha(2\sigma_w^2)^2} \mathbf{X}_1^* \mathbf{X}_1^T + (1 + \chi_1) \frac{2\sigma_2^2}{\alpha(2\sigma_w^2)^2} \mathbf{X}_2^* \mathbf{X}_2^T - \chi_{12} \frac{2\sigma_2^2}{\alpha(2\sigma_w^2)^2} \mathbf{X}_1^* \mathbf{X}_2^T - \chi_{21} \frac{2\sigma_1^2}{\alpha(2\sigma_w^2)^2} \mathbf{X}_2^* \mathbf{X}_1^T, \quad (5)$$

где  $\chi_1 = N \frac{2\sigma_1^2}{2\sigma_\phi^2}$ ;  $\chi_2 = N \frac{2\sigma_2^2}{2\sigma_\phi^2}$ ;  $\chi_{12} = \rho_{21} N \frac{2\sigma_1^2}{2\sigma_\phi^2}$ ;  $\chi_{21} = \rho_{12} N \frac{2\sigma_2^2}{2\sigma_\phi^2}$ ;  $\rho_{12} = \rho_{21}^* = \frac{\mathbf{X}_2^{*T} \mathbf{X}_1}{N}$  – коэффициент пространственной корреляции сигналов помех;  $\alpha = (1 + \chi_1)(1 + \chi_2) - \chi_{21}\chi_{12}$ ;  $N$  – число компенсационных антенн.

После выполнения математических преобразований с учетом (1-5) можно получить:

$$\mathbf{W}_{\text{опт}} = -\mathbf{X}_1^* \cdot \gamma \cdot \left( h_1 - h_2 \rho_{12} + \frac{2\sigma_w^2}{N \cdot 2\sigma_2^2} h_1 \right) - \mathbf{X}_2^* \cdot \gamma \cdot \left( h_2 - h_1 \rho_{21} + \frac{2\sigma_w^2}{N \cdot 2\sigma_1^2} h_2 \right), \quad (6)$$

$$2\sigma_{\Sigma \text{min}}^2 = 2\sigma_w^2 + 2\sigma_w^2 \cdot \gamma \cdot \left[ |h_1|^2 + |h_2|^2 - 2\text{Re} h_1 h_2^* \rho_{21} + \frac{1}{N} \left( |h_1|^2 \frac{2\sigma_w^2}{2\sigma_2^2} + |h_2|^2 \frac{2\sigma_w^2}{2\sigma_1^2} \right) \right], \quad (7)$$

$$\text{где } \gamma = \frac{N \cdot 2\sigma_1^2 \cdot 2\sigma_2^2}{(2\sigma_\phi^2)^2 \cdot \alpha}.$$

### Оптимизация пространственной структуры компенсатора двух помех

Представляет интерес оценить зависимость мощности остатков компенсации двух помех от углового рассогласования между помехами для случая линейного размещения основной и ненаправленных компенсационных антенн. В этом случае для коэффициента корреляции будет справедливо:

$$\rho_{12} = \frac{\mathbf{X}_2^{*T} \mathbf{X}_1}{N} = \frac{1}{N} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \exp \left[ j \left( \frac{2\pi}{\lambda} x_i (\sin \theta_1 - \sin \theta_2) \right) \right], \quad (8)$$

где  $\theta_j$  – угловое отклонение  $j$ -ой помехи от нормали к антенне;  $x_i$  – координата фазового центра  $i$ -ой компенсационной антенны.

Для случая двух симметрично расположенных компенсационных антенн:

$$\rho_{12} = \cos \left( \frac{\pi \cdot d}{\lambda} \cdot [\sin \theta_1 - \sin \theta_2] \right). \quad (9)$$

Разность координат двух помех, при которой подавление двух помех невозможно для случая использования двух разнесенных на интервал  $d$  ненаправленных компенсационных антенн ( $\rho_{12} = \pm 1$ ) в соответствии с выражением (9) может быть получена из соотношения:

$$\sin \theta_1 - \sin \theta_2 = \pm i \cdot \frac{\lambda}{d}, \quad (10)$$

где  $i=1, 2, 3, \dots$

Важно оценить влияние формы боковых лепестков основной антенны и разнота  $d$  двух компенсационных антенн на мощность остатков компенсации. В качестве аппроксимации

боковых лепестков в направлениях на близко расположенные источники помех можно использовать гармоническую функцию, полагая, что боковые лепестки носят знакопеременный характер с величиной полупериода, равной ширине диаграммы направленности антенны:

$$h_i \approx \sin\left(\pi \frac{L_{\text{эфф}}}{\lambda} \sin \theta\right), \quad (11)$$

где  $L_{\text{эфф}}$  – эффективные линейные размеры основной антенны.

Двумерный график зависимости мощности остатков компенсации от углового рассогласования двух помех  $\beta$  и разности фазовых центров симметрично расположенных компенсационных антенн  $d$ , полученный в соответствии с (7) и (11), приведен на рис. 1. В качестве исходных данных использовались: длина волны  $\lambda = 0,03$  м; угловое положение 1-ой помехи –  $3,5^\circ$ ; эффективные размеры линейной основной антенны  $L_{\text{эфф}} = 0,72$  м; отношение

мощности помехи к мощности внутренних шумов  $\frac{\sigma_1^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{\sigma_2^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 500 = 27$  дБ. Из рис. 1 видно, что

максимальное подавление двух помех во всем секторе изменения углового положения 2-ой помехи наблюдается при разности компенсационных антенн, равном эффективному размеру основной антенны:  $d_{\text{opt}} = L_{\text{эфф}} = 0,72$  м. Угловое расстояние между зонами неподавления

соответствует выражению (10):  $\Delta\theta_{\text{шн}} \approx \frac{\lambda}{d}$ .

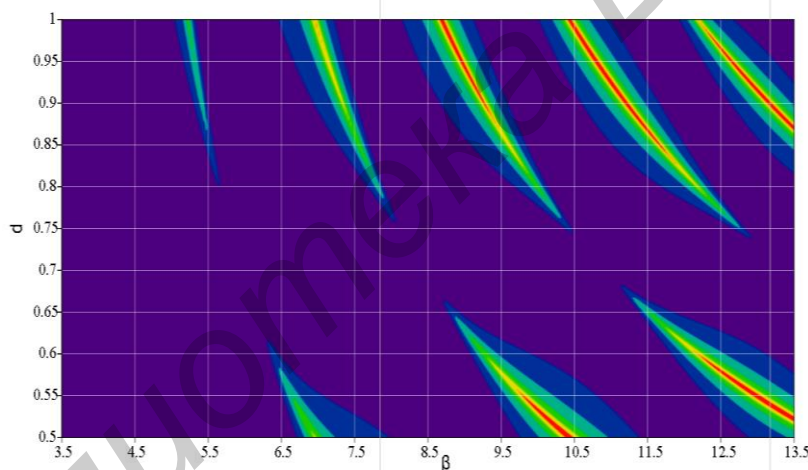


Рис. 1. Двумерный график зависимости мощности остатков компенсации двух помех от разности компенсационных антенн (от 0,5 м до 1 м по вертикали) и углового положения второй помехи (по горизонтали)

Для проверки достоверности полученных выражений и результатов было проведено имитационное моделирование двухканального автокомпенсатора шумовых помех для исходных данных, соответствующих рис. 1, с изменяющимся угловым положением 2-ой помехи. Сопоставление результатов расчетов и моделирования для разности фазовых центров компенсационных антенн 0,3 м, 0,72 м, 1 м представлено на рис. 2–4 (верхний рисунок – результаты имитационного моделирования в зависимости от углового рассогласования помех  $\Delta\beta$ , нижний – результаты расчетов). На графиках результатов расчетов также приведены зависимости выходной мощности помех при выключенном автокомпенсаторе (пунктирная линия). Результаты моделирования подтверждают правильность расчетных данных. Незначительные расхождения объясняются влиянием переходных процессов автокомпенсатора, динамических и флуктуационных ошибок измерения весовых коэффициентов.

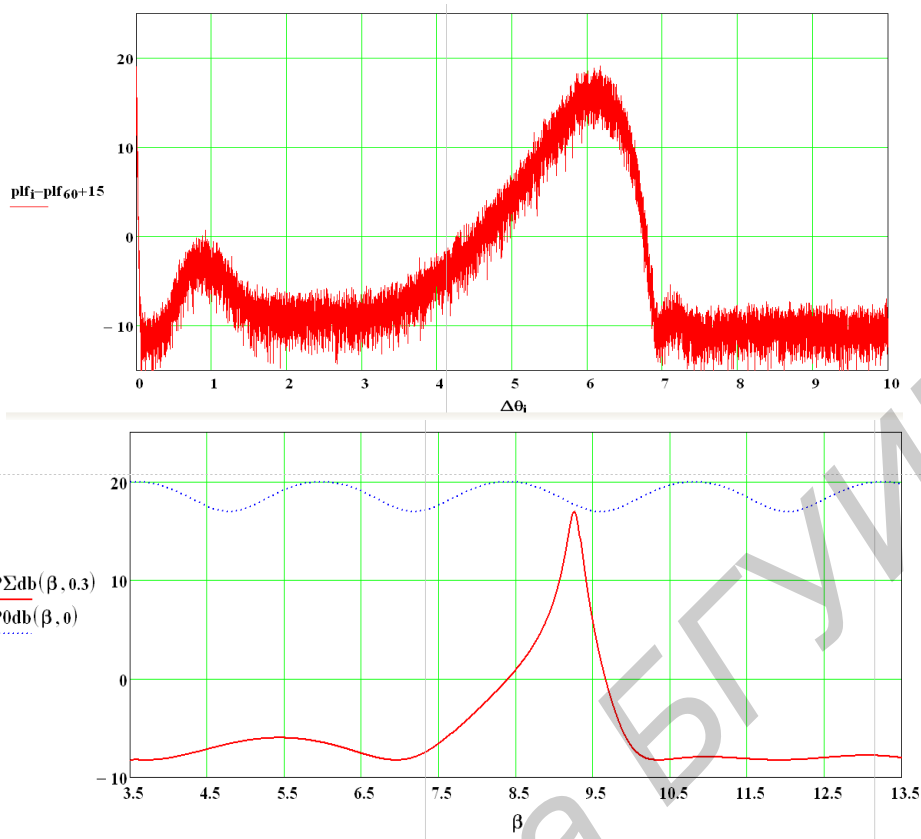


Рис. 2. Разнос фазовых центров антенн 0,3 м

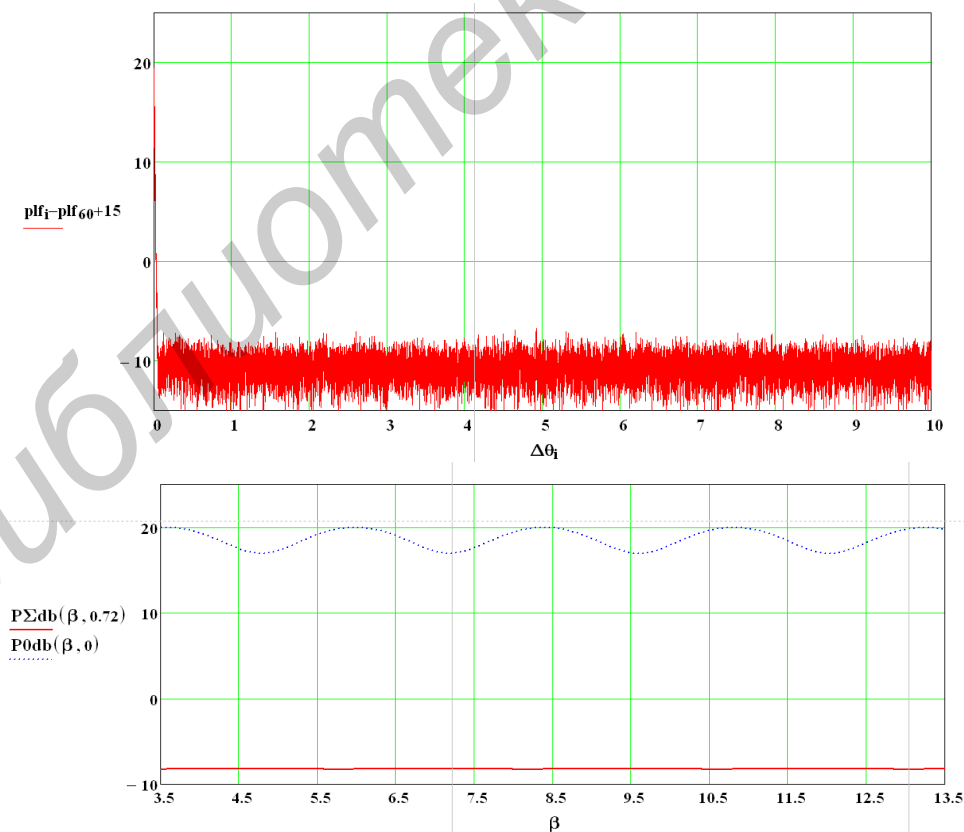


Рис. 3. Разнос фазовых центров антенн 0,72 м

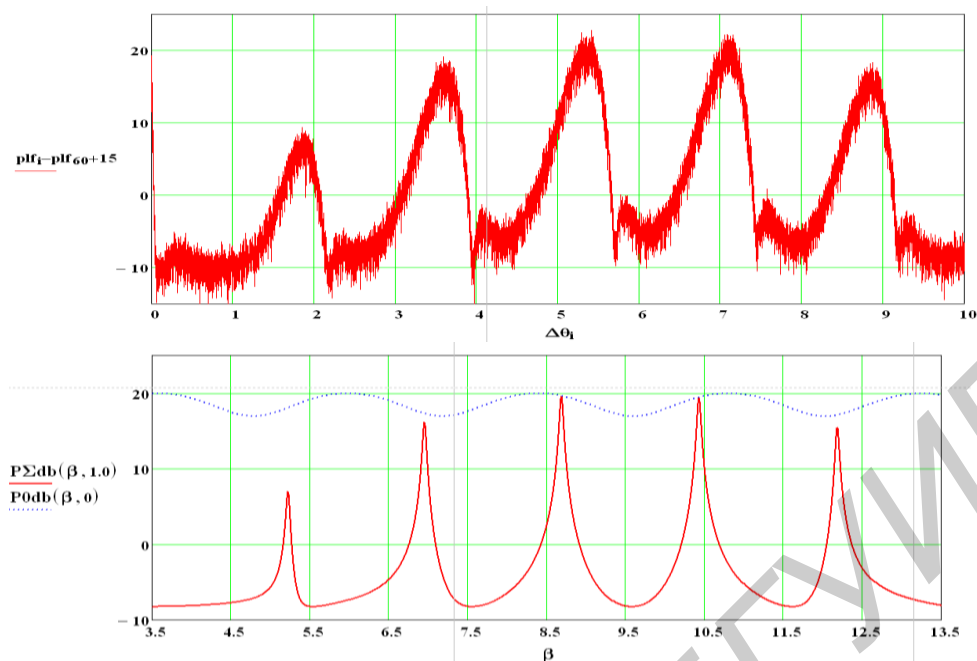


Рис. 4. Разнос фазовых центров антенн 1 м

### Выводы

Получено общее выражение для расчета мощности остатков компенсации двух источников узкополосного излучения автокомпенсатора шумовых помех, которое позволяет проанализировать зависимость мощности остатков компенсации от коэффициента пространственной корреляции помех и коэффициентов усилений основной антенны в направлениях на источники помех.

Показано, что зависимость мощности остатков компенсации от углового рассогласования двух помех носит многоэкстремальный характер, причем расстояние между соседними экстремумами обратно пропорционально разному фазовых центров компенсационных антенн.

Получено, что оптимальный разнос фазовых центров слабонаправленных компенсационных антенн компенсатора двух источников узкополосного излучения соответствует эффективному размеру основной линейной антенны.

## OPTIMUM SPATIAL STRUCTURE OF A CANCELLER OF TWO NARROWBAND JAMMERS

A.P. SHUMSKI, I.N. DAVYDZENKA

### Abstract

The analyzes are proposed for the efficiency of a canceller, which implements the criterion of the output power minimum, in the presence of two point jammers. The report consists canceller's weighting factors expression, cancellation remainders power expression, optimum distance between canceller's antennas.

### Список литературы

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. М., 1986.
2. Ширман Я.Д., Манжос Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., 1981.