

УДК 621.396.67

АНАЛИЗ РАБОТЫ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СЛУЧАЙНО ДВИГАЮЩЕЙСЯ АПЕРТУРОЙ ПРИ ДЕЙСТВИИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

A. A. Мальцев, И. В. Савинов, Г. В. Серебряков

Проанализированы основные характеристики адаптивных антенных решеток с ограничениями при действии помех, коррелированных с полезным сигналом. Показано, что наличие такой корреляции приводит к подавлению полезного сигнала на выходе системы. Для устранения этого эффекта предлагается использовать модифицированную адаптивную антенну, принцип действия которой основан на введении преднамеренного случайного движения приемных элементов вдоль линии апертуры. Моделирование работы адаптивной антенной решетки на ЭВМ подтвердило эффективность рассмотренного алгоритма.

1. В большинстве работ, посвященных теории адаптивных антенных решеток (AAP) (см., например [1-3]), использовалось предположение о некогерентности полезного и помехового сигналов. В ряде задач радио- и гидролокации при наличии многолучевого распространения, переотражений от местных предметов полезный и помеховый сигналы будут коррелированы. В некоторых системах радиосвязи для увеличения отношения сигнал/шум когерентные составляющие полезного сигнала, распространяющиеся по различным траекториям, могут суммироваться специальным образом (см., например [4]). В то же время в задачах активной локации в сложной помеховой обстановке (например при наличии преднамеренного переизлучения зондирующего сигнала) оценивания пространственного спектра в многолучевых каналах распространения и некоторых других возникает необходимость подавления когерентных «помех». Как известно [5, 7-9], наличие корреляции приводит к резкому ухудшению качества работы AAP, связанному с эффектом компенсации полезного сигнала помехой. В настоящей работе рассмотрено влияние корреляции между помеховым и полезным сигналами на характеристики AAP с ограничениями. Для повышения эффективности борьбы с коррелированными помехами предлагается использовать AAP со случайно двигающейся апертурой и исследуются ее характеристики.

2. Рассмотрим N -элементную, линейную, эквидистантную AAP, на которую падают M внешних узкополосных сигналов, представляющих плоские волны, приходящие под углами θ_l ($0 < l \leq M - 1$). Положим сначала, что падающие волны порождаются M независимыми источниками. Пусть полезный сигнал $a_0(t)$ приходит с угла θ_0 . Вектор-фазор сигнала от l -го источника запишется в виде

$$S_l = \{1, e^{j\omega_l}, \dots, e^{j(N-1)\omega_l}\}^T, \quad \omega_l = (2\pi/\lambda)d \sin \theta_l,$$

где d — межэлементное расстояние, λ — длина волны. Тогда вектор принимаемого сигнала можно записать в виде

$$X(t) = a_0(t) S_0 + \sum_{l=1}^{M-1} a_l(t) S_l + \eta(t), \quad (1)$$

где $a_l(t)$ — комплексная амплитуда l -й помехи, $\eta(t)$ — собственный

шум приемных элементов. Сигнал на выходе антенны можно записать как

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}(t),$$

где \mathbf{W} — весовой вектор, определяемый в соответствии с некоторым критерием (знак т означает транспонирование). Оптимальный весовой вектор для ряда широко известных критериев (см., например, [1]) находится из выражения

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \alpha \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{S}_0, \quad (2)$$

где $R_{xx} = \langle \mathbf{X}^*(t) \mathbf{X}^T(t) \rangle$ — ковариационная матрица принимаемого сигнала, а α — скалярная константа, значение которой зависит от используемого критерия. В случае, когда на диаграмму направленности (ДН) антенны в направлении прихода полезного сигнала накладываются единичные ограничения, т. е. $\mathbf{W}^T \mathbf{S}_0^* = 1$, постоянная α равна $(\mathbf{S}_0^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{S}_0^*)^{-1}$. Запишем ковариационную матрицу принимаемого сигнала:

$$R_{xx} = \sigma_n^2 I + \sum_{l=0}^M \sigma_l^2 \mathbf{S}_l^* \mathbf{S}_l^T \equiv \sigma_n^2 I + R_{ss}, \quad (3)$$

где положено, для простоты, что интенсивность собственного шума σ_n^2 одинакова во всех элементах. Поскольку R_{ss} — ковариационная матрица M независимых сигналов, то ее ранг равен M (в случае, если число элементов антенны не менее числа источников) и она имеет M отличных от единицы собственных значений λ_l ($l=1, M$). Несложно показать (см., например, [2, 3]), что если интенсивность шума мала по сравнению с мощностями сигналов, т. е. $\sigma_n^2 \ll \sigma_l^2$ ($l=0, M-1$), то садаптированная ДН антенны будет иметь глубокие провалы в направлении на помеховые сигналы ($\mathbf{W}_{\text{opt}}^T \mathbf{S}_l^* \approx 0$, $l=1, M-1$), в то время как в направлении на полезный сигнал вследствие введенных ограничений ДН останется неискаженной ($\mathbf{W}_{\text{opt}}^T \mathbf{S}_0^* = 1$). Ситуация, однако, резко ухудшается в случае когерентных сигналов.

3. Если сигналы частично когерентны, ковариационная матрица R_{xx} записывается в виде

$$R_{xx} = \sigma_n^2 I + R_{ss} + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0, j \neq i}^{M-1} \rho_{ij} \sigma_i \sigma_j \mathbf{S}_i^* \mathbf{S}_j^T \equiv \sigma_n^2 I + R_{ss} + R_{\text{kog}}, \quad (4)$$

где R_{ss} определяется из (3), R_{kog} отвечает за когерентные составляющие, а ρ_{ij} — коэффициент корреляции между i - и j -сигналами. Несмотря на корреляцию при $\rho_{ij} < 1$ для всех i, j ранг матрицы $R_{ss} + R_{\text{kog}}$ будет равен M (из-за наличия некогерентных составляющих) и садаптированная ДН будет иметь провалы в направлении прихода помеховых сигналов. Однако глубина этих нулей будет тем меньше, чем ближе значение ρ_{ij} к единице [5]. Когда $\rho_{ij} = 1$, ранг $R_{ss} + R_{\text{kog}}$ равен единице и существует лишь одно неединичное собственное значение λ_1 .

Для более подробного изучения последнего случая рассмотрим N -элементную ААР с ограничениями, на которую падает с нормали полезный сигнал, а с угла θ_1 по отношению к нормали — помеховый, полностью коррелированный с полезным ($\rho_{01} = 1$). Для простоты положим, что фиксированный фазовый сдвиг между ними в первом элементе равен нулю. Ковариационная матрица R_{xx} записывается:

$$R_{xx} = \sigma_n^2 I + \sigma_0^2 \mathbf{S}_0^* \mathbf{S}_0^T + \sigma_1^2 \mathbf{S}_1^* \mathbf{S}_1^T + \sigma_0 \sigma_1 \{ \mathbf{S}_0^* \mathbf{S}_1^T + \mathbf{S}_1^* \mathbf{S}_0^T \},$$

где σ_0^2, σ_1^2 — мощности, соответственно, полезного и помехового сигналов. Используя результаты работы [6], определим обратную матрицу R_{xx}^{-1} :

$$R_{xx}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left\{ I - \frac{1}{1 + N(v_0 + v_1) + 2N\sqrt{v_0 v_1} \operatorname{Re} f(u_1)} [v_0 S_0^* S_0^T + \right. \\ \left. + \sqrt{v_0 v_1} (S_0^* S_1^T + S_1^* S_0^T) + v_1 S_1^* S_1^T] \right\},$$

где

$$v_0 = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_n^2}, \quad v_1 = \frac{\sigma_1^2}{\sigma_n^2}, \quad f(u_1) = \frac{\sin N(u_1/2)}{N \sin(u_1/2)} \exp \left[-j(N-1) \frac{u_1}{2} \right]$$

— значение нормированной ДН равноамплитудной антенной решетки, сфазированной на полезный сигнал, в направлении на помеху. Воспользовавшись известными соотношениями для ААР с ограничениями [1], можно определить основные характеристики антенны, в частности, значения садаптированной ДН на помеху $|G(u_1)|^2$ и выходной мощности P_0 . Значение садаптированной ДН запишется

$$|G(u_1)|^2 = |W_{\text{opt}}^T S_1^*|^2 = \\ = \left| \frac{f(u_1) + 2N\sqrt{v_0 v_1} f(u_1) \operatorname{Re} f(u_1) - N\sqrt{v_0 v_1} (1 + |f(u_1)|^2)}{1 + Nv_1(1 - |f(u_1)|^2)} \right|^2,$$
(5)

а мощность на выходе решетки дается выражением

$$P_0 = (S_0^T R_{xx}^{-1} S_0^*)^{-1} = \frac{\sigma_n^2}{N} \frac{1 + N(v_0 + v_1) + 2N\sqrt{v_0 v_1} \operatorname{Re} f(u_1)}{1 + Nv_1(1 - |f(u_1)|^2)}. \quad (6)$$

Если мощная помеха ($Nv_1 \gg 1$) не задевает главного лепестка ДН, то $|f(u_1)|^2 \ll 1$ и в этом случае значение $|G(u_1)|^2$ может быть приближенно найдено из соотношения

$$|G(u_1)|^2 = \frac{N^2 v_0 v_1}{(1 + Nv_1)^2} \approx \frac{v_0}{v_1} = q. \quad (7)$$

Соответственно мощность на выходе будет равна

$$P_0 = \frac{\sigma_n^2}{N} \left(1 + \frac{Nv_0}{1 + Nv_1} \right) \approx \frac{\sigma_n^2}{N} (1 + q). \quad (8)$$

Из (7), (8) нетрудно увидеть, что при воздействии на ААР помеховых сигналов, когерентных с полезным, возникает эффект подавления полезного сигнала, которому можно дать следующее качественное объяснение. ААР, минимизируя выходную мощность, ослабляет или усиливает помеховый сигнал до уровня полезного, а затем вычитает один из другого. При этом выходной сигнал $y(t)$ будет состоять, в основном, из белого гауссова шума.

4. Один из способов преодоления указанных трудностей состоит в введении случайного бокового движения антенны, при котором линия апертуры остается параллельной самой себе. При этом дополнительные фазовые набеги, вызванные флюктуациями координаты, для каждого сигнала, вследствие того что они приходят с разных направлений, будут разными в каждый момент времени.

Пусть на antennную систему с приемными элементами, расположеннымими вдоль оси OX , действует одна помеха мощностью σ_1^2 под углом θ_1 к нормали к линии решетки, а полезный сигнал мощностью σ_0^2 падает нормально. Предположим далее, что вводятся искусственные гауссовые флюктуации положения приемников вдоль оси OX с дисперсией σ_x^2 . Поскольку полезный сигнал падает нормально, то для него

Эти флюктуации не приведут к дополнительным фазовым набегам, а для помехового сигнала появятся случайные гауссовые набеги фазы с дисперсией σ_φ^2 , равной

$$\sigma_\varphi^2 = (2\pi/\lambda)^2 \sigma_x^2 \sin^2 \theta_1. \quad (9)$$

В этом случае вектор принимаемого сигнала запишется в виде

$$\mathbf{X}(t) = a_0(t) \{ S_0 + \gamma \exp[j(\Phi_1 - \Phi_0 + \Phi(t))] S_1 \} + \eta(t).$$

Здесь полагалось, что коэффициент корреляции между помехой и полезным сигналом равен единице, а $\gamma = a_0(t)/a_1(t)$. Будем считать, как и ранее, что фиксированный фазовый сдвиг $\Phi_1 - \Phi_0$ в первом элементе равен нулю. Тогда ковариационная матрица запишется:

$$R_{xx} = \sigma_n^2 I + \sigma_0^2 S_0^* S_0 + \sigma_1^2 S_1^* S_1 + \sigma_0 \sigma_1 \{ S_0^* S_1^* \langle e^{j\Phi(t)} \rangle + S_1^* S_0^* \langle e^{-j\Phi(t)} \rangle \}. \quad (10)$$

Так как флюктуации фазы являются гауссовыми и $\langle \Phi(t) \rangle = 0$, то имеем

$$\langle e^{j\Phi(t)} \rangle = \langle e^{-j\Phi(t)} \rangle = \exp\left(-\frac{1}{2} \sigma_\varphi^2\right).$$

Тогда перепишем (10):

$$R_{xx} = \sigma_n^2 I + \sigma_0^2 S_0^* S_0 + \sigma_1^2 S_1^* S_1 + \sigma_0 \sigma_1 \exp\left(-\frac{1}{2} \sigma_\varphi^2\right) \{ S_0^* S_1^* + S_1^* S_0^* \}. \quad (11)$$

Из (11) видно, что введение преднамеренных флюктуаций положения приемных элементов приводит к уменьшению когерентной составляющей (точнее, к уменьшению коэффициента корреляции) в $\exp\left(-\frac{1}{2} \sigma_\varphi^2\right)$

раз. Для уменьшения коэффициента корреляции в e раз необходимо, чтобы дисперсия флюктуаций положения приемников антенн удовлетворяла соотношению

$$\sigma_\varphi^2 \geq \lambda^2 / 2\pi^2 \sin^2 \theta_1.$$

Найдем выражения для значений садаптированной ДН и выходной мощности в случае, когда мощная помеха приходит в боковые лепестки антennы. Обратив R_{xx} из (11) и воспользовавшись (5) и (6), получим:

$$|G(u_1)|^2 = \frac{N^2 v_0 v_1 \exp(-\sigma_\varphi^2)}{(1 + Nv_1)^2} \approx q \exp(-\sigma_\varphi^2); \quad (12)$$

$$P_0 = \frac{\sigma_n^2}{N} \frac{1 + N(v_0 + v_1) + N^2 v_0 v_1 (1 - \exp(-\sigma_\varphi^2))}{1 + Nv_1} \approx \frac{\sigma_n^2}{N} [1 + q + Nv_0 (1 - \exp(-\sigma_\varphi^2))]. \quad (13)$$

$$\approx \frac{\sigma_n^2}{N} [1 + q + Nv_0 (1 - \exp(-\sigma_\varphi^2))].$$

При малой интенсивности собственного шума и больших σ_φ^2 выражение (13) примет вид

$$P_0 = \sigma_n^2 (1 - \exp(-\sigma_\varphi^2)). \quad (14)$$

Из сравнения (7), (8) и (12), (13) видно, что при введении флюктуаций параметров в ДН образуется провал тем глубже, чем больше дисперсия флюктуаций фазы. При этом мощность на выходе решетки определяется мощностью полезного сигнала. Полученные результаты нетрудно распространить и на M когерентных источников.

5. Рассмотрим результаты численного моделирования линейной 4-элементной эквидистантной ААР с ограничениями, на которую падает с нормали полезный квазисинусоидальный сигнал, а с угла 30° — помеховый, такой же частоты. На рис. 1 приведены установившиеся диаграммы направленности решетки при разных отношениях сигнал/помеха (кривая 1 соответствует отношению сигнал/помеха $q=0 \text{ дБ}$, 2 — $q=-20 \text{ дБ}$). Значения ДН в направлении на помеху соответствуют теоретическим (7), а мощность выходного сигнала определяется, в основном, мощностью шума приемных элементов. На рис. 2 показаны садаптированные ДН в случае антенны со случайно двигающейся апертурой. Диаграммы направленности даны для разных интенсивностей случайного движения, при этом отношение сигнал/помеха было равно -20 дБ (кривая 1 соответствует $\sigma_x^2 = (\lambda/4)^2$, 2 — $\sigma_x^2 = (\lambda/2)^2$, 3 — $\sigma_x^2 = \lambda^2$). Из приведенных зависимостей видно, что значения ДН в направлении на помеху уменьшаются при увеличении интенсивности случайного движения σ_x^2 . Выходная мощность в этом случае определяется, в основном, мощностью полезного сигнала и соответствует вычисленной по (14) (отношение сигнал/шум на входе было равно 40 дБ). На рис. 3 (кривая 1) приведена установившаяся диаграмма направленности неподвижной антенны в случае падения двух помеховых сигналов одинаковой мощности, полностью коррелированных с полезным, с углов 30° и -47° по отношению к нормали (q полагалось равным -20 дБ), кривая 2 — диаграмма направленности антенны со случайно двигающейся апертурой ($\sigma_x^2 = (\lambda/2)^2$). Видно, что в направлении на -47° провал в диаграмме направленности глубже, поскольку в соответствии с (9) для помех, приходящих с больших углов, наблюдается более эффективная декорреляция.

$$|G(\omega)|^2 \cdot 10^{-1}, \text{ дБ}$$

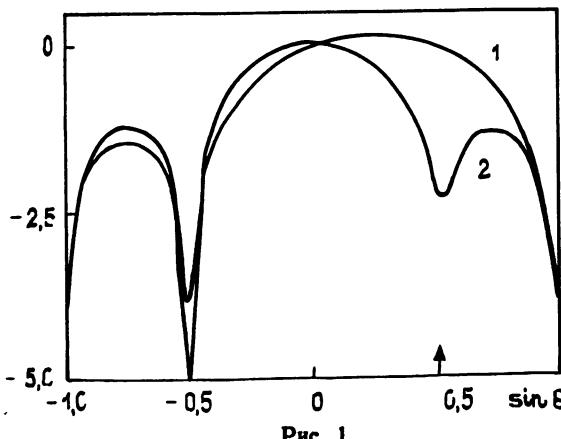


Рис. 1.

$$|G(\omega)|^2 \cdot 10^{-1}, \text{ дБ}$$

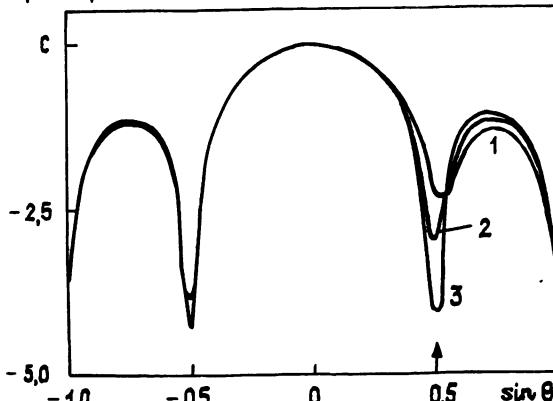


Рис. 2.

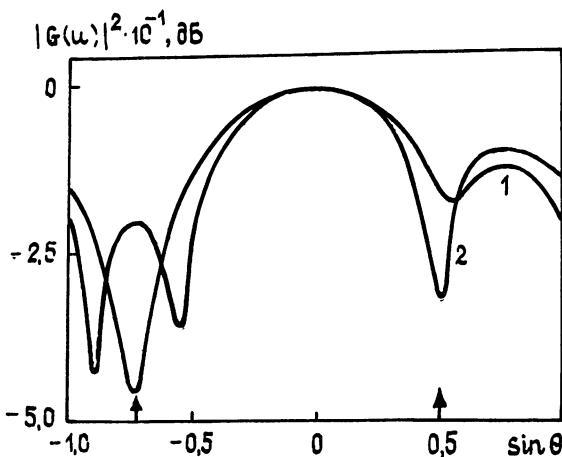


Рис. 3.

В заключение отметим, что одним из способов технической реализации рассмотренного метода является электронное коммутирование — одновременное переключение всех вибраторов антенны. Несложно показать, что такие случайные переключения приводят к результатам, качественно аналогичным механическому «дрожанию» апертуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. — М.: Радио и связь, 1986.
2. Гейбриел У. // ТИИЭР. 1976. Т. 64. № 2. С. 239.
3. Пистолькорс А. А. // Радиотехника. 1980. Т. 35. № 12. С. 8.
4. Петрович Н. Т., Размахнин М. К. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Сов. радио, 1969.
5. Cantoni A., Godara L. C. // JASA. 1980. V. 67. № 4. P. 1247.
6. Литвинов О. С. // ДАН СССР. 1979. Т. 245. № 6. С. 1364.
7. Гейбриел У. // ТИИЭР. 1980. Т. 68. № 6. С. 19.
8. Shan T., Kailath T. // IEEE Trans. 1985. V. ASSP-33. № 3. P. 527.
9. Widrow B. et al. // IEEE Trans. 1982. V. AP-30. № 3. P. 469.

Горьковский государственный
университет

Поступила в редакцию
16 марта 1987 г.

THE PERFORMANCE ANALYSIS OF THE ADAPTIVE ANTENNA ARRAY WITH A RANDOMLY-MOVING APERTURE FOR CORRELATED INTERFERENCES

A. A. Mal'tsev, I. V. Savinov, G. V. Serebryakov

The main characteristics of the adaptive antenna arrays with constraints for interferences correlated with the signal are analysed. The presence of such a correlation is shown to result in damping an output signal. To remove that effect of a modified adaptive antenna is used the operation of which is based on incorporating special random motion of antenna elements along the aperture line. The efficiency of the suggested algorithm has been confirmed by a computer simulation.