

УДК 621.396.96:621.391.828

О СРАВНЕНИИ ХАРАКТЕРИСТИК АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК,
ИСПОЛЬЗУЮЩИХ АЛГОРИТМЫ МИНИМИЗАЦИИ СУММАРНОЙ
МОЩНОСТИ ШУМОВ С ЗАЩИТОЙ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА И
ОГРАНИЧЕНИЯ УРОВНЯ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ

О. С. Литвинов

Сравниваются характеристики двух распространённых типов адаптивных антенных решёток с линейным ограничением в главном максимуме диаграммы направленности и квадратичным ограничением модуля вектора весовых коэффициентов в каналах антенны при приеме коррелированных помеховых сигналов.

В адаптивных антенных решётках (ААР), минимизирующих суммарную мощность шумов на выходе адаптивной антенны при условии защиты полезного сигнала, при приеме сигналов вблизи защищаемого направления отмечается существенное возрастание уровня собственных шумов [1, 2]. Это является следствием особенности формирования отклика на выходе ААР с защитой полезного сигнала: при приеме сигнала вблизи защищаемого направления, совмещаемого с максимумом неадаптивной диаграммы направленности (ДН), существенно увеличивается амплитуда весовых коэффициентов (ВК), поскольку таким образом компенсируется падение усиления, свойственное обычным адаптивным антеннам, например, максимизирующим отношение сигнал/шум + помеха (ОСШП) [3, 4].

Возрастание модуля вектора весовых коэффициентов (ВВК) W приводит к росту мощности собственных шумов $P_{с.ш}$, поскольку мощность последних определяется по формуле

$$P_{с.ш} = \overline{n_{01}^2} W^* M W, \quad (1)$$

где $\overline{n_{01}^2}$ - средняя мощность собственных шумов в первом канале ААР, причем предполагается, что $M_q = \text{diag}\{1, (\overline{n_{02}^2}/\overline{n_{01}^2}), \dots, (\overline{n_{0N}^2}/\overline{n_{01}^2})\}$.

$\overline{n_{02}^2}, \overline{n_{03}^2}, \dots$ - средние мощности собственных шумов в приемных каналах, N - число элементов ААР.

В статье [5] указывается на ААР (рис. 1), в которой вместе с минимизацией уровня суммарных шумов в процессе адаптации ограничивается квадрат модуля ВВК, который в случае одинаковых средних уровней собственных шумов ($\overline{n_0^2} = \overline{n_{01}^2} = \dots = \overline{n_{0N}^2}$) обеспечивает постоянство уровня собственных шумов на выходе ААР:

$$P_{с.ш} = \overline{n_0^2} |W|^2 = \overline{n_0^2} |W_q|^2 = \text{const}, \quad (2)$$

где W_q - ВВК в спокойном состоянии ААР.

В некотором смысле ААР, рассмотренная в этой работе, одновременно позволяет избежать как роста мощности собственных шумов, так и падения усиления ААР вблизи направления приема полезного сигнала.

В предлагаемой статье исследуется вопрос эффективности применения ААР [5] на основании сравнения ОСШП, уровня помехи, полезного сигнала на выходе решетки с их значениями для ААР с защитой полезного сигнала. Для ААР с

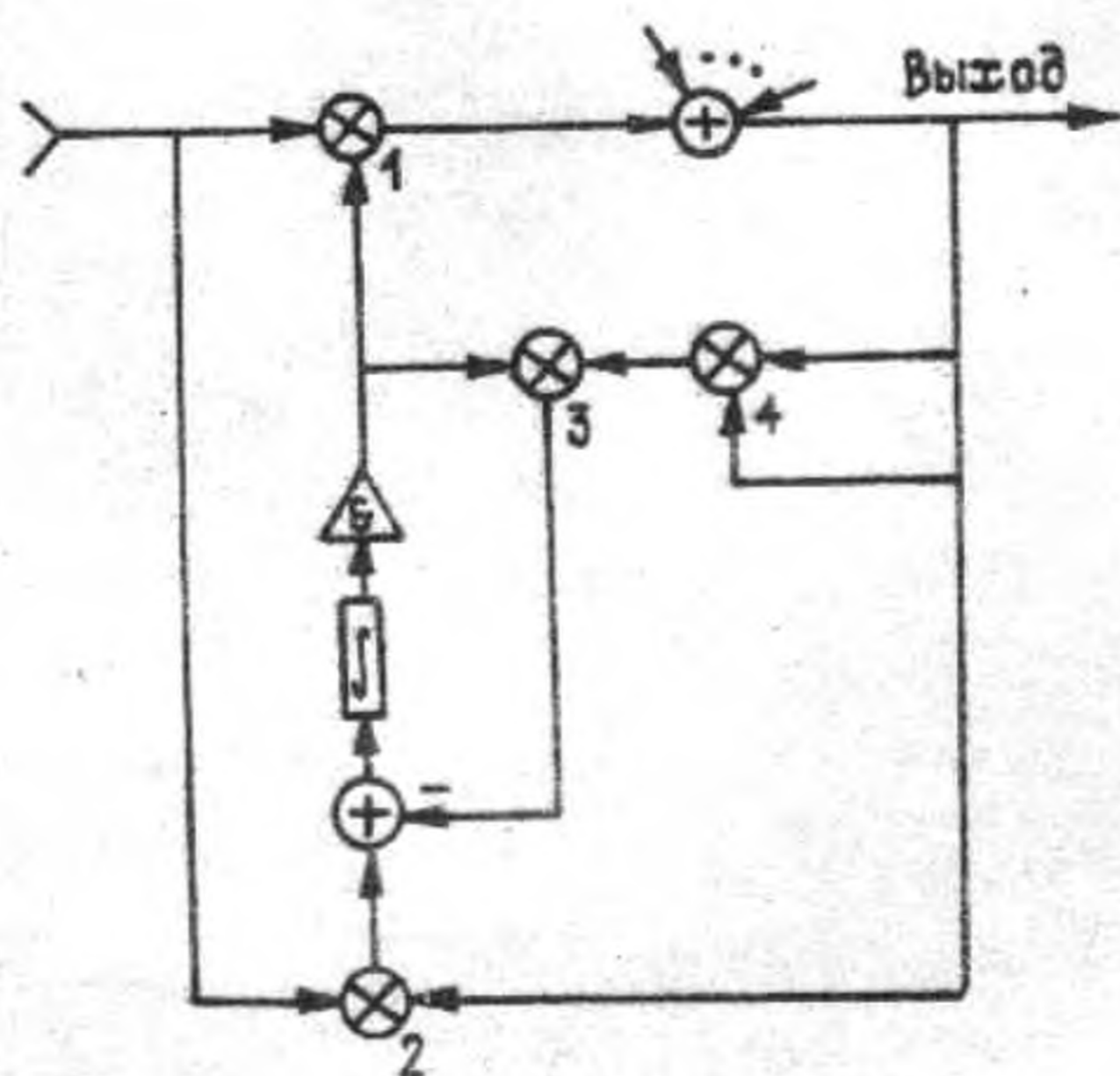


Рис. 1.

защитой полезного сигнала, составленной из N ненаправленных приемных элементов, эквидистантно расположенных вдоль прямой, перечисленные выше параметры были вычислены в [1]. Применяя методику этой статьи, можно получить соответствующие параметры для ААР, составленной из направленных элементов, расположенных вдоль произвольной плоской кривой при приеме коррелированных сигналов. Для одновременно действующих двух шумовых коррелированных сигналов, один из которых, мощностью $\alpha_c^2 \overline{n_0^2}$, мы отождествляем с полезным и считаем приходящим с защищаемого направления ϑ_0 , а другой, помеховый, мощностью $\nu \overline{n_0^2}$ - с направления, задаваемого углом ϑ_1 , получаем выражение для мощности суммарных шумов (ρ - коэффициент корреляции)

$$P_{\Sigma} = \overline{n_0^2} A(\vartheta_0) \mu^2 \{ 1 + \alpha_c^2 A(\vartheta_0) + A(\vartheta_0) [\nu |f_{\vartheta_0 \vartheta_1}|^2 + 2\rho \sqrt{\alpha_c^2 \nu} \operatorname{Re} f_{\vartheta_1 \vartheta_0} - (3) \\ - \rho \sqrt{\alpha_c^2 \nu} (f_{\vartheta_1 \vartheta_1} - |f_{\vartheta_0 \vartheta_1}|^2)] [1 + \nu A(\vartheta_0) (f_{\vartheta_1 \vartheta_1} - |f_{\vartheta_0 \vartheta_1}|^2)]^{-1} \}.$$

Здесь μ - масштабная константа ВВК, $A(\vartheta_0) = S_{\vartheta_0}^T M_q^{-1} S_{\vartheta_0}^*$, $f_{\vartheta_0 \vartheta_1} =$

$$= S_{\vartheta_0}^T M_q^{-1} S_{\vartheta_0}^*, S_{\vartheta_{0,1}} = (A_1(\vartheta_{0,1}), A_2(\vartheta_{0,1}) e^{i\varphi_2 \vartheta_{0,1}}, \dots, A_N(\vartheta_{0,1}) e^{i\varphi_N \vartheta_{0,1}})$$

- вектор, составленный из огибающих сигналов на выходах приемных каналов при приеме волны с направления ϑ_0, ϑ_1 , $A_k(\vartheta_{0,1})$ - значение ДН k -го приемного элемента в направлении ϑ_0, ϑ_1 , $\varphi_k \vartheta_{0,1}$ - фазовые набегги при приеме волны с направления ϑ_0, ϑ_1 из-за пространственного разнесения каналов, отсчитываемые от фазового центра первого элемента (т.е. $\varphi_1 \vartheta_{0,1} = 0$).

Если помеховый сигнал мощнее полезного ($\nu_1 \gg \alpha_c^2$, $\nu A(\vartheta_0) f_{\vartheta_1 \vartheta_1} \gg 1$), то коэффициент ослабления полезного сигнала при $\alpha_c^2 A(\vartheta_0) \gg 1$, вследствие его корреляции с помеховым, определим с помощью соотношения

$$K(\rho) = \frac{P_{\Sigma}(\rho)}{P_{\Sigma}(0)} \approx 1 - \rho \frac{\sqrt{\alpha_c^2 / \nu}}{1 + \alpha_c^2 A(\vartheta_0)} \approx 1 - \rho [A(\vartheta_0) \sqrt{\nu \alpha_c^2}]^{-1}. \quad (4)$$

Это же выражение имеет место при $\alpha_c^2 A(\vartheta_0) \gg \nu f_{\vartheta_1 \vartheta_1}$. Таким образом, корреляция шумовых полезного и помехового сигналов слабо сказывается на изменении уровня полезного сигнала в ААР с защитой полезного сигнала.

Проанализируем характеристики ААР, предложенной в [5], в условиях приема сигналов, аналогичных рассмотренным выше. Отправляясь от схемы рис. 1, получим соотношение для расчета ВВК линейной решетки из ненаправленных эквидистантно расположенных элементов:

$$W_k = B [g(0) (1 + \alpha_c^2) + \nu e^{-i(k-1)u_1} g(u_1) + \rho \sqrt{\alpha_c^2 \nu} e^{-i(k-1)u_1}] / D_1. \quad (5)$$

Здесь обозначено:

1) $D_1 = 1 + A[|g(0)|^2(1 + \alpha_c^2) + \nu|g(u_1)|^2 + 2\rho\sqrt{\alpha_c^2}\nu \operatorname{Re} g(0) \times$
 $\times g^*(u_1)]$; 2) $g(0)$ - значение ДН ААР в направлении приема полезного
 сигнала, т.е. полагаем $\vartheta_0 = 0$; 3) $g(u_1)$ - значение ДН ААР в
 направлении приема помехи, $u_1 = 2\pi(d/\lambda)\sin \vartheta_1$, d - межэлементное
 расстояние, λ - длина волны, ϑ_1 - угол приема помехи, отсчитываемый
 от нормали к линии расположения элементов ААР; 4) $A = G \bar{n}_0^2 \mu_1^2 \mu_4 \mu_3$,
 $B = G \bar{n}_0^2 \mu_1 \mu_2$ (μ_i - коэффициент i -го перемножителя), $C = B/A$.

Рассчитаем значение ДН $g(0)$ и $g(u_1)$ по формулам

$$g(0) = W_T S_{\vartheta_0} = BND_1^{-1} [g(0)(1 + \alpha_c^2) + \nu f^*(u_1)g(u_1) + \rho\sqrt{\alpha_c^2}\nu g(0)f^*(u_1)]; \quad (6)$$

$$g(u_1) = W_T S_{\vartheta_1} = BND_1^{-1} [g(0)f(u_1)(1 + \alpha_c^2) + g(u_1)\nu + \rho\sqrt{\alpha_c^2}\nu g(0)], \quad (7)$$

где

$$f(u_1) = \sin\left(\frac{N}{2}u_1\right) / \left(N \sin \frac{u_1}{2}\right) \exp\left[-i \frac{N-1}{2}u_1\right].$$

Вычисляя частное от деления (6) на (7), приходим к уравнению
 относительно $\eta = g(u_1)/g(0)$, решение которого следующее:

$$\eta_{\pm} = 0,5 \left[(1 - \xi^{-1}) / f^*(u_1) - \rho\sqrt{\alpha_c^2} / (\xi(1 + \alpha_c^2)) \right] \pm \quad (8)$$

$$\pm \left\{ 0,25 \left[(1 - \xi^{-1}) / f^*(u_1) + \rho\sqrt{\alpha_c^2} / (\xi(1 + \alpha_c^2)) \right]^2 + \right.$$

$$\left. + \rho\sqrt{\alpha_c^2} / (\xi(1 + \alpha_c^2)) / \left[(\xi f^*(u_1) + f(u_1)) / (\xi f^*(u_1)) \right] \right\}^{1/2}.$$

Здесь $\xi = \nu / (1 + \alpha_c^2)$ обычно является большим параметром ($\xi \gg 1$). При
 этом

$$\eta_+ \approx (f^*(u_1))^{-1} + o(\xi^{-1}); \quad (9)$$

$$\eta_- \approx -\frac{f(u_1)}{\xi} - \frac{\rho}{\sqrt{\xi}} \sqrt{\alpha_c^2 / (1 + \alpha_c^2)} + o(\xi^{-3/2}). \quad (10)$$

В дальнейшем будем полагать, что $\alpha_c^2 \gg 1$. Тогда при $\xi \gg 1$ определим
 $|g(0)|^2$, $|g(u_1)|^2$ из (6) и (7) с учетом (9) и (10):

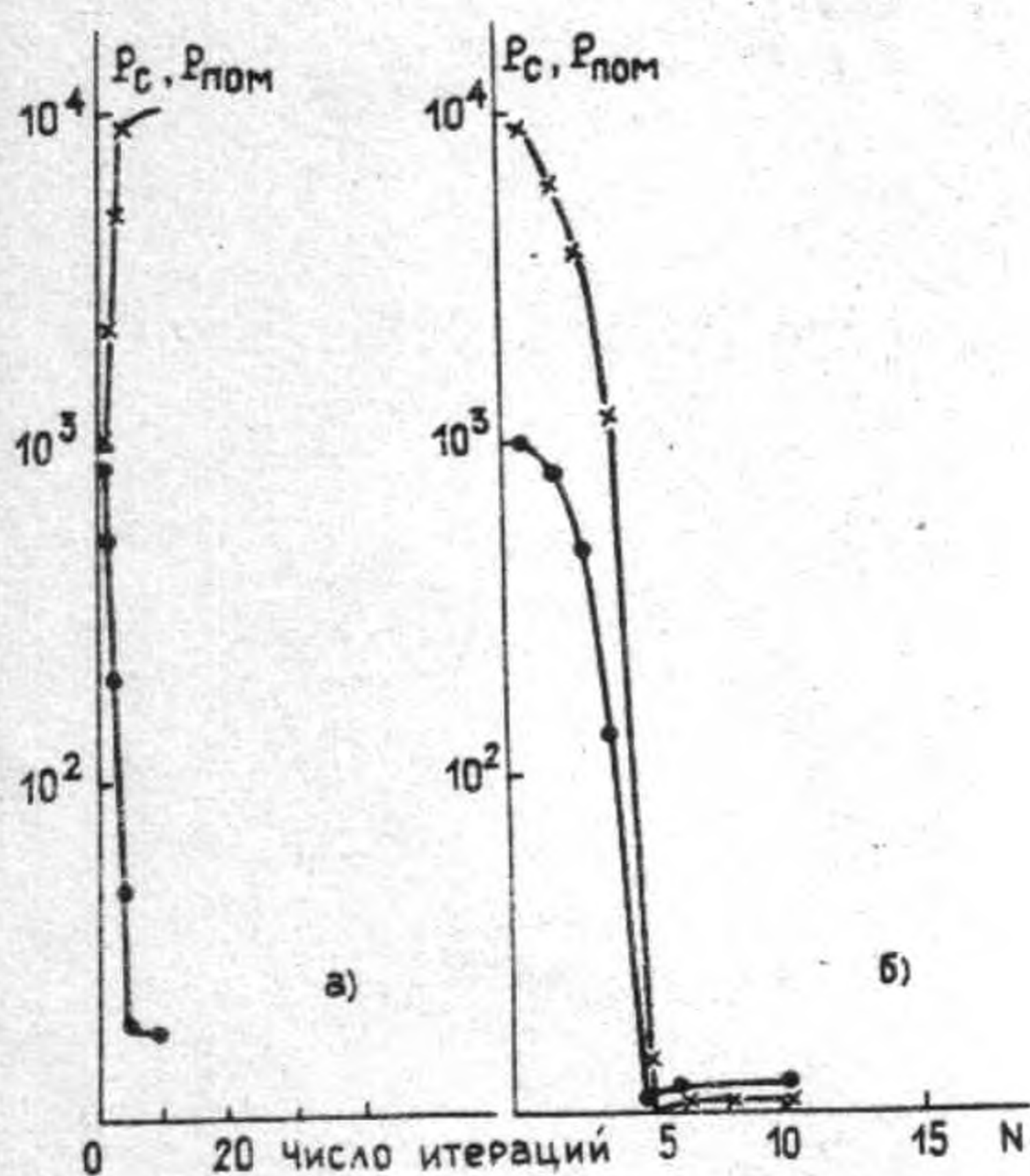
а) для $\eta = \eta_+$

$$|g(0)|^2 = NC|f(u_1)|^2, \quad |g(u_1)|^2 = NC, \quad (11)$$

б) для $\eta = \eta_-$

$$|g(0)|^2 = NC\alpha_c^2/[1 + \alpha_c^2(1 - \rho^2)], \quad |g(u_1)|^2 = \frac{NC\alpha_c^2}{\xi(1 + \alpha_c^2)}. \quad (12)$$

Используя эти результаты, убеждаемся, что знак коэффициента



обратной связи в схеме ААР на рис. 1 определяет режим работы ААР. С первым решением связывается режим формирования максимума ДН ААР в направлении принимаемых сигналов, а со вторым - формирование провалов в ДН в этих же направлениях. Действительно, мощность полезного сигнала $P_{п.с}$, помехи $P_{пом}$, собственных шумов $P_{с.ш}$ и отношения сигнал/шум + помеха на выходе ААР оказываются равными:

Рис. 2.

а) для $\eta = \eta_+$: $P_{п.с} = NC\alpha_c^2|f(u_1)|^2 \overline{n_0^2}$, $P_{пом} = \nu NC \overline{n_0^2}$, $P_{с.ш} = \overline{c n_0^2}$, $ОСШП = \alpha_c^2/\nu$; б) для $\eta = \eta_-$: $P_{п.с} = NC\alpha_c^4 \overline{n_0^2}/[1 + \alpha_c^2(1 - \rho^2)]$, $P_{пом} = NC\alpha_c^2 \rho^2 \overline{n_0^2}$, $P_{с.ш} = \overline{c n_0^2}$, $ОСШП = \alpha_c^4/\{[1 + \alpha_c^2(1 - \rho^2)](1 + \alpha_c^2 \rho^2)\}$.

Из приведенных выражений следует, что в ААР [5] ОСШП не зависит от корреляции принимаемых сигналов при формировании максимума ДН на помеху и оказывается значительно хуже, чем в неадаптивной синфазной антенне. При формировании провалов в ДН на помеху для слабо- и сильнокоррелированных сигналов ОСШП и значительно хуже, чем при приеме мощного полезного сигнала для промежуточных значений ρ . На рис. 2, 3 приведены результаты моделирования на ЭВМ ААР [5], состоящей из 10 элементов, при действии полезного сигнала с направления $\vartheta_0 = 0$

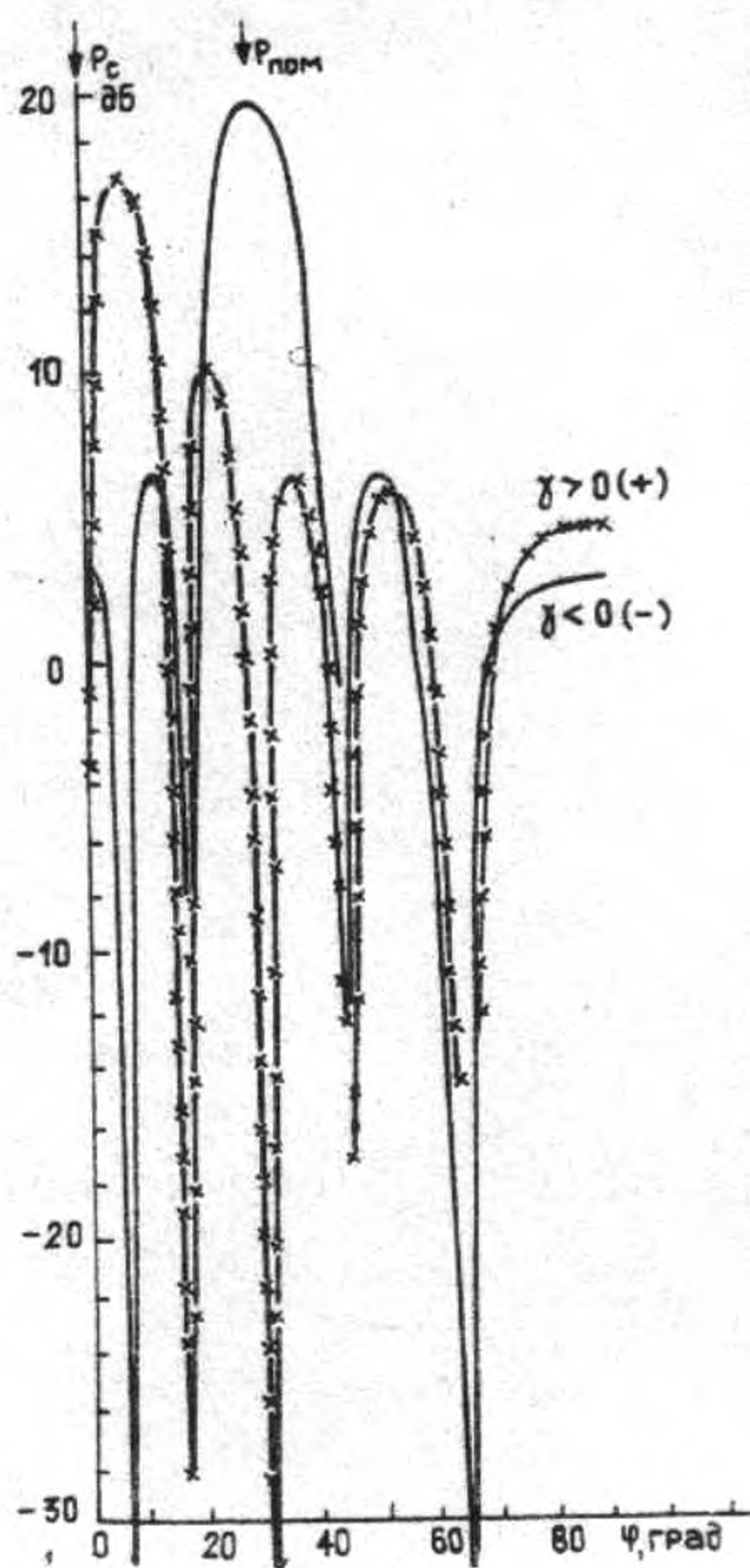


Рис. 3

и помехового - с $\vartheta_1 = 30^\circ$, с коэффициентом корреляции $\rho = 0,2$. Эти расчеты установления уровня полезного сигнала и подавления помехи для двух знаков коэффициента обратной связи (рис. 2) и соответствующих ДН ААР (рис. 3) подтверждают основной теоретический вывод статьи, что в ААР с ограничением модуля ВВК улучшение шумовых характеристик получается за счет потерь свойства подавления помехи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пистолькорс А. А. //Радиотехника. 1980. Т. 35. № 12.
2. Мальцев А. А., Позументов И. Е. // Изв. вузов. Радиофизика. 1981. Т. 24. № 5. С. 577.
3. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. //Радиотехника. 1979. Т. 34. № 5.
4. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. - М.: Радио и связь, 1986. - 448 с.

5. Al-Khatib H.H., Compton R.T. //IEEE Trans. Antennas Propag. 1978. V.AP-26. P.228.
6. Литвинов О.С. О теории адаптивной антенной решетки в условиях коррелированных помех. Антенны /Под. ред. Пистолькорса А.А. - М.: Радио и связь, 1981. Вып. 29.

Поступила в редакцию
16 апреля 1991 г.,
после доработки
24 октября 1991 г.

THE COMPARISON ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS CHARACTERISTICS WITH
THE MINIMIZATION TOTAL POWER ALGORITHMS UNDER MAIN LOBE
AND OWN NOISE POWER CONSTRAINTS

O. S. Litvinov

There are compared the characteristics of the two types wide-spreaded adaptive antenna arrays with the linear main beam pattern constraint and squared weight coefficients vector constraint in the channels of the antenna at the correlated signals reception.