

*Л. Г. КОРНИЕНКО, д-р техн. наук, О. А. ВОЙТОВИЧ*

**ВЛИЯНИЕ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ  
И СПОСОБА ФАЗИРОВАНИЯ ФАР НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ  
АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ**

---

Проанализировано влияние на предельный коэффициент подавления помех неидентичности частотных характеристик каналов приема радиоволн автокомпенсатора, которые обусловлены наличием отражений от подстилающей поверхности, несовпадением ширины полос пропускания и дисперсионными свойствами трактов, различием способов фазирования основной и вспомогательной ФАР, кривизной фронта помеховой радиоволны. Определены условия, способствующие повышению коэффициента подавления помех автокомпенсатора.

Достижению предельных показателей автокомпенсаторов (АК) помех препятствуют неидентичности частотных характеристик (ЧХ) основного и компенсационного каналов приема. В работах [1; 2] изучена эффективность обработки в адаптивных антеннах, неидентичности ЧХ каналов которых описываются априорно задаваемыми функциями или обусловлены наличием запаздывания падающих радиоволн, в частности, из-за разноса фазовых центров антенн.

Цель работы — изучение влияния на коэффициент подавления помехи одноканальным АК многолучевости распространения радиоволн, обусловленной отражениями от подстилающей поверхности, при наличии дисперсии фидерных трактов, а также способов фазирования основной и вспомогательной ФАР при нахождении источника помехи в дальней или промежуточной зонах совокупного раскрытия антенн.

Коэффициент подавления АК узкополосной стационарной помехи в виде квазibelого шума определяется следующим соотношением:  $K_n = [1 - |\rho|^2]^{-1}$  (1), где

$$\rho = \left[ \int_{\Omega} X_0^*(f, \vec{u}) X_1(f, \vec{u}) df \right] \left[ \int_{\Omega_0} |X_0(f, \vec{u})|^2 df \int_{\Omega_1} |X_1(f, \vec{u})|^2 df \right]^{-0,5}$$

— коэффициент корреляции ЧХ основного  $X_0(f, \vec{u})$  и компенсационного  $X_1(f, \vec{u})$  каналов приема помехи, воздействующей с направления орта  $\vec{u}$ . Пределы интегрирования по частоте определяются интервалами  $\Omega_0 \in [f_0 - 0,5\Pi_0, f_0 + 0,5\Pi_0]$ ,  $\Omega_1 \in [f_1 - 0,5\Pi_1, f_1 + 0,5\Pi_1]$ , где  $\Pi_0, \Pi_1$  — полосы пропускания основного и компенсационного каналов со средними частотами  $f_0$  и  $f_1$  соответственно, область частот  $\Omega \in [f_c - 0,5\Pi_c, f_c + 0,5\Pi_c]$  определяется пересечением областей  $\Omega_0$  и  $\Omega_1$ .

Выражение (1), полученное при условии, что адаптивный комплексный вес АК является частотно-независимым, определяет верхнюю границу коэффициента подавления, которая достигается при отсутствии внутренних шумов в каналах приема и совпадает с приведенными в работе [3] для одинаковых полос пропускания каналов.

Пусть фазовые центры основной и вспомогательной антенн подняты над плоской однородной подстилающей поверхностью на высоты  $h_0$  и  $h_1$  соответственно. Примем, что эффективные площади антенн и коэффициент отражения слабо зависят от частоты в пределах полосы пропускания каналов, диаграммы направленности (ДН) основной и вспомогательной антенн в свободном пространстве ориентированы под углами  $\Theta_M^0$  и  $\Theta_M^B$  относительно линии горизонта и имеют значения  $F_0(\Theta - \Theta_M^0)$ ,  $F_1(\Theta - \Theta_M^B)$  в направлении прихода прямой волны и  $F_0(-\Theta - \Theta_M^0)$ ,  $F_1(-\Theta - \Theta_M^B)$  в направлении прихода отраженной волны. Тогда, используя метод отражательной трактовки и соотношение (1), получим следующее выражение для квадрата модуля коэффициента корреляции ЧХ:

$$\begin{aligned} |\rho|^2 = & \Pi_c^2 e^{-j2\pi f_c \tau_{np}} + T_1 e^{-j2\pi f_c \tau_{n0}} + T_0^* e^{j2\pi f_c \tau_{0n}} + \\ & + T_0^* T_1 e^{j2\pi f_c \tau_{00}} \left\{ \Pi_0 \Pi_1 [1 + |T_0|^2 + \right. \\ & \left. + 2(\text{sinc } 2\pi \Pi_0 \tau_{h_0}) \text{Re } T_0 e^{-j4\pi f_0 \tau_{h_0}}] \times \right. \\ & \left. \times [1 + |T_1|^2 + 2(\text{sinc } 2\pi \Pi_1 \tau_{h_1}) \text{Re } T_1 e^{-j4\pi f_1 \tau_{h_1}}] \right\}^{-1}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\text{sinc } x = \sin x/x$ ;  $T_0 = R(\Theta) F_0(-\Theta - \Theta_M^0)/F_0(\Theta - \Theta_M^0)$ ;  $T_1 = R(\Theta) F_1(-\Theta - \Theta_M^B)/F_1(\Theta - \Theta_M^B)$ ;  $\tau_{h_0} = h_0 \sin \Theta/C$ ,  $\tau_{h_1} = h_1 \sin \Theta/C$  — запаздывания прямой волны соответственно на входах основной и вспомогательной антенн относительно их точки стояния;  $C$  — скорость света;  $\tau_{np} = \tau_{h_0} - \tau_{h_1} - \tau_{l_0} + \tau_{l_1}$ ,  $\tau_{n0} = \tau_{h_0} + \tau_{h_1} - \tau_{l_0} + \tau_{l_1}$ ,  $\tau_{0n} = \tau_{h_0} + \tau_{h_1} + \tau_{l_0} - \tau_{l_1}$ ,  $\tau_{00} = \tau_{h_0} - \tau_{h_1} + \tau_{l_0} - \tau_{l_1}$  — разность запаздываний в основном и компенсационном каналах приема относительно точки стояния антенн соответственно для прямых волн, прямой и отраженной волны, отраженной и прямой волны, отраженных волн. Величины

$\tau_{l_0} = l_0/c\beta_0$ ,  $\tau_{l_1} = l_1/c\beta_1$  определяют групповые запаздывания помеховых колебаний в регулярных линиях передачи длиной  $l_0$  и  $l_1$  основного и компенсационного каналов с критическими частотами  $f_{кр0}$  и  $f_{кр1}$ , при этом  $\beta_{0(1)} = [1 - (f_{кр0(1)}/f_{0(1)})^2]^{0.5}$ .

Соотношение (2) учитывает межканальную корреляцию помеховых колебаний, наведенных в антеннах падающими и отраженными волнами.

Для узкополосных в пространственно-временном смысле систем автокомпенсации или в отсутствие запаздывания радиоволн величина  $|\rho|^2 = \Pi_0^2/\Pi_0\Pi_1$ . Несовпадение полос пропускания каналов является серьезным ограничивающим фактором. Так, например, при относительном превышении полосы  $\Delta = (\Pi_1 - \Pi_0)/\Pi_1 = 0,1\%$ ,  $f_0 = f_1 = f_c$  и  $\Pi_0 = \Pi_c < \Pi_1$  получим предельное значение коэффициента подавления, равное 30 дБ.

При совмещении фазовых центров антенн ( $T_1 = T_0$  и  $\Delta = 0$ ) ограничивающим фактором для  $K_n$  является различие групповых запаздываний радиоволн  $\tau_{l_0}$  и  $\tau_{l_1}$ . Равенство их достигается в трактах с неодинаковыми дисперсионными свойствами при условии  $l_1 = l_0\beta_1/\beta_0$ . Однако при несовпадении фазовых центров антенн и отсутствии приема отраженных радиоволн одной или обеими антеннами, используя различия  $\tau_{l_0}$  и  $\tau_{l_1}$ , можно в интересующей области углов места  $\Theta$  уменьшить разность запаздываний радиоволн и увеличить коэффициент подавления помех в полосе частот.

На рис. 1, 2, а приведены результаты расчетов коэффициента подавления при  $h_0 = 40\lambda_0$ ,  $h_1 = 15\lambda_0$  и следующих условий приема отраженных волн:  $T_1 = T_0 = 0$  (кривые 1),  $T_0 = 0$ ,  $T_1 = -1$  (кривые 2),  $T_0 = T_1 = -1$  (кривые 3).

Графики зависимости  $K_n$  от угла места источника помех на рис. 1 получены при одинаковых полосах пропускания приемных трактов ( $\Delta = 0$ ) с относительными значениями  $\Pi/f_0 = 1\%$  (рис. 1, а) и  $\Pi/f_0 =$

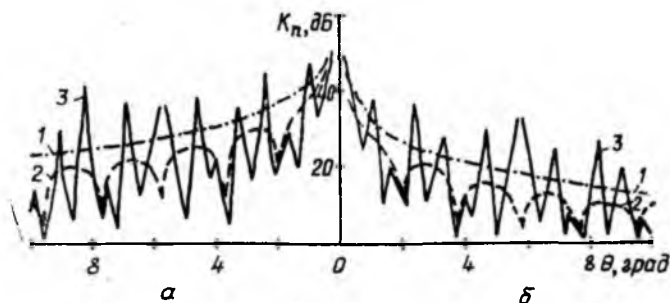


Рис. 1

$= 3\%$  (рис. 1, б) для  $\tau_{l_0} - \tau_{l_1} = 0$ . В отсутствие приема отраженных радиоволн величина  $K_n$  с увеличением угла места  $\Theta$  монотонно убывает до нуля при  $\Pi_0\tau_{пп} = 1$ , поскольку одного адаптивно управляемого частотно-независимого комплексного веса недостаточно для устранения увеличивающегося с ростом  $\Theta$  межканального запаздывания гармонических составляющих помеховых колебаний в полосе частот.

При полном приеме горизонтально поляризованных радиоволн только вспомогательной антенной (кривые 2) или обеими антеннами (кривые 3) графики зависимости  $K_n$  от  $\Theta$  имеют осциллирующий характер. Это объясняется многолепестковостью интерференционных множителей антенн. Так, при противофазном приеме прямой и отраженной волн в одном из каналов (минимум интер-

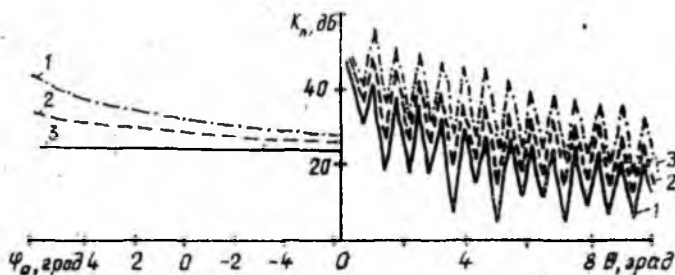


Рис. 2

ференционного множителя) величина  $K_n$  минимальна. Рис. 2, а иллюстрирует возможность использования различий групповых запаздываний в трактах приемных каналов для увеличения коэффициента подавления помех в отсутствие приема отраженной волны двумя (кривая 1) или только основной (кривая 2) антеннами. Величина  $\varphi_0 = \omega_0(\tau_{i_0} - \tau_{i_1})$ ,  $\Theta = 3^\circ$ ,  $\Delta = 0$ ,  $P/f_0 = 1\%$ . При полном приеме отраженных радиоволн обеими антеннами (кривая 3) различия в величинах  $\tau_{i_0}$  и  $\tau_{i_1}$  не влияют на величину  $K_n$ , поскольку они приводят как к уменьшению ( $\tau_{пн}$ ,  $\tau_{по}$ ), так и к увеличению ( $\tau_{об}$ ,  $\tau_{оо}$ ) разностей запаздываний радиоволны.

В отсутствие многолучевости при  $\tau_{i_0} = \tau_{i_1}$ ,  $\Delta = 0$  совмещение фазовых центров антенн приводит к полному подавлению помехи. Однако, при наличии многолучевости и различных условий приема отраженных радиоволн каждой из антенн при совмещении фазовых центров происходит лишь частичная компенсация помеховых колебаний на выходе АК.

На рис. 2, б представлены результаты расчетов  $K_n$  от  $\Theta$  при  $h_0 = h_1 = 40 \lambda_0$  и  $T_0 = -1$  для условий:  $T_1 = -0,2$  (кривая 1),  $T_1 = -0,5$  (кривая 2),  $T_1 = -0,8$  (кривая 3). Величина  $\tau_{i_0} = \tau_{i_1}$ ,  $\Delta = 0$ ,  $P/f_0 = 1\%$ . Из рис. 2, б видно, что  $K_n$  уменьшается с увеличением различий величин  $T_0$  и  $T_1$ . Однако значение  $K_n$  больше, чем в случае использования антенн с рассовмещенными фазовыми центрами.

Проанализируем теперь влияние на величину  $K_n$  способа фазирования ФАР основного и компенсационного каналов АК в отсутствие эффектов многолучевости распространения радиоволн. При использовании в АК остронаправленных ДН помеховые колебания в основном и компенсационном каналах проходят фазирующие устройства с различными фазовыми сдвигами, предназначенными

для ориентации луча основной ФАР на источник сигнала, а вспомогательной ФАР — на источник помехи. Это приводит к межканальной декорреляции помеховых колебаний и уменьшению  $K_n$ . Степень декорреляции зависит от характеристик фазирующих устройств в полосе частот приемных каналов и угловых различий сигнала и помехи. Положим, что фазовые сдвиги  $\varphi_m$ ,  $m \in \overline{1, \kappa_0}$  и  $\varphi_n$ ,  $n \in \overline{1, \kappa_1}$  в излучателях основной и компенсационной ФАР с амплитудными распределениями  $A_m$ ,  $B_n$  и ЧХ

$$X_0(f, \vec{u}) = \sum_{m=1}^{\kappa_0} A_m \exp j [2\pi f (R_m - R_0)/C - \varphi_m]; \quad (3)$$

$$X_1(f, \vec{u}) = \sum_{n=1}^{\kappa_1} B_n \exp j [2\pi f (R_n - R_0)/C - \varphi_n],$$

где  $R_m$ ,  $R_n$ ,  $R_0$  — расстояния от источника помехи до  $m$ -го,  $n$ -го излучателей и начала координат в раскрыве антенны, обеспечиваются с помощью недисперсионных управляемых линий задержки (УЛЗ) или дискретных фазовращателей, для которых, в отличие от УЛЗ, фазовые сдвиги примем частотно-независимыми.

Подставив выражение (3) в (1), не представляет труда получить (при  $\varphi_m = 2\pi f \tau_{cm}$ ,  $\varphi_n = 2\pi f \tau_n$ , где  $\tau_{cm}$ ,  $\tau_n$  — соответственно запаздывания сигнальной и помеховой радиоволн на  $m$ -м и  $n$ -м излучателе основной и вспомогательной антенн) формулу для расчета  $K_n$  при использовании УЛЗ, а при  $\varphi_m = E \{2\pi f_0 \tau_{cm} / \Delta + 0,5\} \Delta$ ,  $\varphi_n = E \{2\pi f_0 \tau_n / \Delta + 0,5\} \Delta$ , где  $\Delta = 2\pi / 2^p$  — фазовый дискрет, определяемый разрядностью  $p$  фазовращателя,  $E$  — операция выделения целой части, формулу для  $K_n$  при использовании дискретных фазовращателей.

Из этих формул, которые не приведены из-за громоздкости, в частности, следует, что при использовании УЛЗ коэффициент подавления не зависит от параметров вспомогательной ФАР, поскольку в каналах излучателей этой антенны происходит полная компенсация запаздывания колебаний плоской помеховой радиоволны. Однако, если источник помех размещен в зоне Френеля, то появляется зависимость  $K_n$  от параметров вспомогательной ФАР при условии, что ее фазирование продолжает осуществляться под плоский фронт волны.

При использовании частотно-независимых дискретных фазовращателей при нормальном падении помеховой радиоволны величина  $K_n = \infty$ . Объясняется это тем, что в компенсационном канале отсутствуют искажения помеховых колебаний. В основном канале после прохождения фазирующих устройств гармонические составляющие помеховых колебаний приобретают один и тот же фазовый сдвиг. Поэтому после сумматора на входе АК каждая гармоника помехи изменена по амплитуде и фазе на одну и ту же величину и достаточно одного частотно-независимого комплексного веса для устранения этих изменений и полного подавления помехи.

Рассмотрим для примера линейную эквидистантную ФАР с шагом  $0,5\lambda_0$ ,  $\kappa_0 = 31$ ,  $\kappa_1 = 7$  и амплитудными распределениями

$B_n$  — равномерным,  $A_m$  — косинус с подставкой, равной 0,2. Фазовые центры антенн совмещены, полосы пропускания каналов одинаковы. Относительная полоса пропускания приемных каналов  $\Pi/f_0 = 3\%$ , угол прихода полезного сигнала, отсчитываемый от нормали к раскрыву антенны,  $\Theta_c = -20^\circ$ .

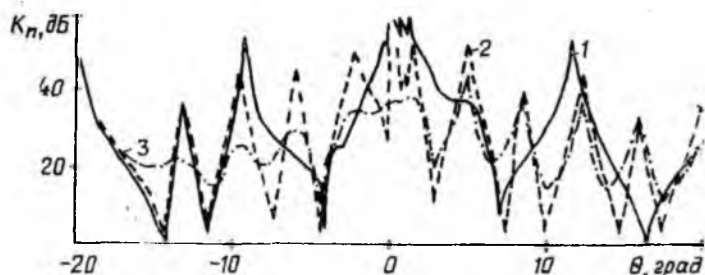


Рис. 3

На рис. 3, 4 приведены зависимости коэффициента подавления от угла прихода помехи при использовании в качестве фазированных устройств дискретных фазовращателей (рис. 3) с разрядностью  $p=3$  (кривая 1),  $p=5$  (кривая 2) и недисперсионных УЛЗ (рис. 4, кривая 1).

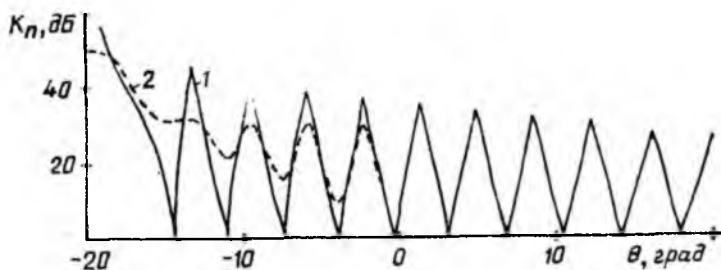


Рис. 4

Характер зависимости величины  $K_n$  от угла  $\Theta$  в общем соответствует форме ДН основной ФАР. Компенсатор отключается ( $K_n=1$ ) при отсутствии помехи в основном канале.

Изменение разрядности фазовращателей несущественно влияет на величину  $K_n$ . Как отмечалось при  $\Theta=0$  коэффициент подавления  $K_n = \infty$ .

При расположении источника помех в зоне Френеля относительно совокупного излучающего раскрыва с максимальным размером  $L$  удобно разность хода волн представить в виде

$$R_m - R_0 = l_m \sin \Theta - (l_m \cos \Theta)^2 \lambda_0 / 4L^2 \alpha_\Phi, \quad (4)$$

где  $l_m$  — расстояние от начала координат до  $m$ -го излучателя в раскрыве антенны,  $\alpha_\Phi = R_0 / (2L^2 / \lambda_0)$  — коэффициент Френеля, определяющий степень несоответствия расстояния до источника помехи условию дальней зоны.

Уменьшение  $K_n$  в этом случае обусловлено кривизной волнового фронта помеховой радиоволны, которая не устраняется с помощью фазирующих устройств. Оно значительней при уменьшении  $\alpha_\phi$ . Сказанное иллюстрируется графиками зависимости величины  $K_n$  от направления на источник помехи при  $\alpha_\phi=0,3$  для ФАР с прежними данными и пятиразрядными дискретными фазовращателями (рис. 3, кривая 3), а также ФАР с УЛЗ (рис. 4, кривая 2).

Приведенные в работе результаты позволяют в условиях многолучевости распространения помеховых радиоволн предъявить разумные требования к взаимному размещению основной и вспомогательной антенн и их направленным свойствам для достижения заданных значений коэффициента подавления помех от источников, находящихся под различными, в особенности под малыми углами места. Результаты позволяют также оценить ограничения, накладываемые различиями в фазировании раскрывов основной и вспомогательной ФАР, на эффективность компенсации помех, возбуждаемых источниками на различном удалении от антенн.

**Список литературы:** 1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. М., 1986. 448 с. 2. Малкин Е. Б. Влияние неидентичности каналов ФАР на качество адаптивной обработки (Препринт) АН СССР. Радиотехн. ин-т 878. М., 1987. 18 с. 3. Абрамович Ю. И., Качур В. Г. Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34. № 6. С. 1196—1206.

*Поступила в редколлегию 23.07.90*