

УДК 621.396.96

О.А. Войтович

ООО «Специальные системы и технологии», Харьков

ВЛИЯНИЕ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМПЕНСАЦИИ В РЛС С ФАР

Проанализировано влияние на предельный коэффициент подавления помех неидентичностей частотных характеристик (ЧХ) каналов приема радиоволн автокомпенсатора (АК), которые обусловлены наличием отражений от подстилающей поверхности, дисперсионными свойствами трактов, различием способов фазирования основной и вспомогательной ФАР, кривизной фронта помеховой радиоволны.

подстилающая поверхность, частотные характеристики, автокомпенсатор

Введение

Достижению предельных показателей работы АК помех препятствуют неидентичности 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 разности фазовых центров антенн.

Цель настоящей работы: проанализировать влияние на коэффициент подавления помехи одноканальным АК многолучевости распространения помеховых 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 антенн.

Основной материал

Коэффициент подавления АК узкополосной стационарной помехи в виде квазиглобального шума определяется следующим соотношением

$$K_{\Pi} = [1 - |\rho|^2]^{-1}, \quad (1)$$

где

$$\rho = \left[\int_{\Omega} X_0(f, \bar{U}) \cdot X_1(f, \bar{U}) df \right] \times \left[\int_{\Omega_0} |X_0(f, \bar{U})|^2 df \cdot \int_{\Omega_1} |X_1(f, \bar{U})|^2 df \right]^{-0,5} \quad (2)$$

коэффициент корреляции ЧХ основного $X_0(f, U)$ и компенсационного $X_1(f, U)$ каналов приема помехи, действующей с направления орта \bar{U} .

Пределы интегрирования по частоте определяются следующими 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 Π_0, Π_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 Ω_0 и Ω_1 .

Выражение (1), полученное при условии, что адаптивный комплексный весовой коэффициент АК является частотнонезависимым, определяет верхнюю границу коэффициента подавления, которая достигается в отсутствии внутренних шумов в каналах приема и совпадает с приведенным в [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 Θ_M^O и Θ_M^B относительно линии горизонта и имеют значения $f_0(\Theta - \Theta_M^O)$, $f_1(\Theta - \Theta_M^B)$ в направлении прихода прямой волны и $f_0(-\Theta - \Theta_M^O)$, $f_1(-\Theta - \Theta_M^B)$ в направлении прихода отраженной волны. Тогда, используя метод отраженной трактовки и соотношение (1), можно получить выражение для коэффициента корреляции ЧХ каналов (не приводится из-за громоздкости), величина которого зависит от высот подъема фазовых центров антенн, групповых запаздываний радиоволн $\tau_0 = L_0 / c\beta_0$, $\tau_1 = L_1 / c\beta_1$ в фидерных трактах длиной L_0 и L_1 с критическими частотами $f_{кр0}$ и $f_{кр1}$.

$$\text{При этом } \beta_{0(1)} = \left[1 - \left(\frac{f_{кр0}}{f_{0(1)}} \right)^2 \right]^{0,5}; \quad c - \text{ скорость}$$

света.

Для узкополосных в пространственно-временном смысле систем автокомпенсации или в отсутствии запаздывания радиоволн величина $|\rho|^2 = \Pi_c^2 / \Pi_0 \Pi_1$. Несовпадение полос пропускания может значительно ограничить величину K_{Π} . Так, например, при относительном превышении полосы $\Delta = (\Pi_1 - \Pi_0) / \Pi_1 = 0,1\%$ при $f_0 = f_1 = f_c$ и $\Pi_0 = \Pi_0 < \Pi_1$ получим предельное значение коэффициента подавления, равное 30 дБ.

При совмещении фазовых центров антенн $T_1 = T_0$ и $\Delta = 0$ ограничивающим фактором для K_{Π} является различие групповых запаздываний радиоволн τL_0 и τL_1 , равенство которых может быть достигнуто в трактах с неодинаковыми дисперсионными свойствами при условии

$$L_1 = L_0 \beta_1 / \beta_0;$$

$$T_{0(1)} = R(\Theta) \frac{f_{0(1)}(-\Theta - \Theta_M^{0(B)})}{f_{0(1)}(\Theta - \Theta_M^{0(B)})}$$

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

Графики зависимости K_{Π} 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 $\Pi / f_0 = 3\%$ (рис. 1, б) для $\tau L_0 - \tau L_1 = 0$. В отсутствие приема отраженных радиоволн величина K_{Π} с увеличением угла места Θ монотонно убывает до нуля при $\Pi_0 \tau_{\Pi} = 1$, поскольку одного адаптивно управляемого частотнонезависимого комплексного весового коэффициента недостаточно для устранения увеличивающегося с ростом Θ 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_{Π} от Θ имеют осциллирующий характер. Это объясняется многолепестковостью интерференционных множителей земли антенн. Так, при противофазном приеме прямой и отраженной волн в одном из каналов (минимум множителя) величина K_{Π} минимальна, т.е. при

приеме помехи только, например, по основному каналу она без компенсации проходит на вход приемника.

Рис. 2, а иллюстрирует возможность использования различных 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 $\varphi_0 = \omega_0(\tau L_0 - \tau L_1)$, $\Theta = 3^\circ$, $\Delta = 0$, $\Pi / f_0 = 1\%$. При полном приеме отраженных радиоволн обеими антеннами (кривая 3) различия в величинах τL_0 и τL_1 не влияют на величину K_{Π} .

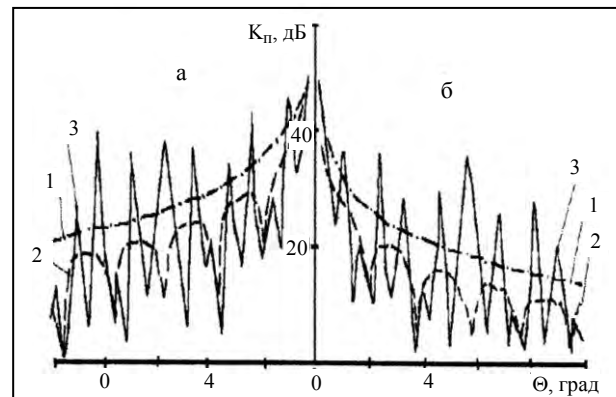


Рис. 1. Результаты расчетов коэффициента подавления

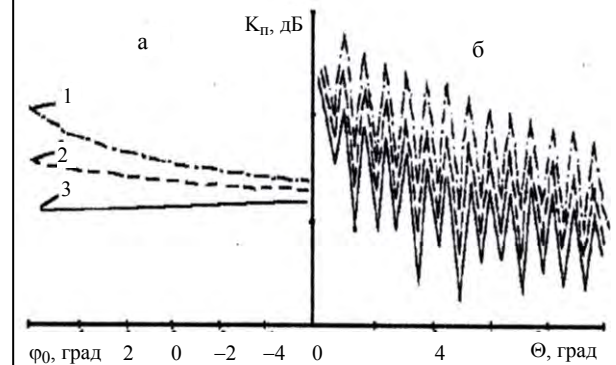


Рис. 2. Результаты расчетов коэффициента подавления

В отсутствие многолучевости $\tau L_0 = \tau L_1$, $\Delta = 0$ 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_{Π} от Θ 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 $\tau L_0 = \tau L_1$, $\Delta = 0$, $\Pi / f_0 = -1\%$.

Из рис. 2, б видно, что K_{Π} уменьшается с увеличением различий величин T_0 и T_1 . Однако, значение K_{Π} больше, чем в случае использования антенн с рассовмещенными фазовыми центрами и эти различия усиливаются с увеличением Θ .

Проанализируем теперь влияние K_{Π} 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_{Π} . Степень декорреляции зависит от характеристик фазирующих устройств в полосе частот приемных каналов и угловых различий сигнала и помехи. Положим, что фазовые сдвиги φ_m , $m \in \overline{1, k_0}$ и φ_n , $n \in \overline{1, k_1}$ в излучателях основной и компенсационной ФАР с амплитудными распределениями A_m и B_n и ЧХ:

$$X_0(f, \vec{U}) = \sum_{m=1}^{k_0} A_m \exp f \left[2\pi \cdot f \frac{R_m - R_0}{C} - \varphi_m \right]; \quad (3)$$

$$X_1(f, \vec{U}) = \sum_{n=1}^{k_1} B_n \exp f \left[2\pi \cdot f \frac{R_n - R_0}{C} - \varphi_n \right],$$

где R_m, R_n, R_0 – расстояния от источника помехи до m -го и 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 прием частотно-независимыми.

Подставляя выражение (3) в выражение (1), при $\varphi_m = 2\pi f \tau_{cm}$, $\varphi_n = 2\pi f \tau_{1n}$ (τ_{cm}, τ_{1n} – соответственно запаздывания сигнальной и помеховой радиоволн на m -м и n -м излучателях основной и вспомогательной антенн) можно получить формулу для расчета K_{Π} при использовании УЛЗ, а при $\varphi_m = E\{2\pi f_0 \tau_{cm} / \Delta + 0,5\} \Delta$, $\varphi_n = E\{2\pi f_0 \tau_{1n} / \Delta + 0,5\} \Delta$, ($\Delta = 2\pi / 2^P$ – фазовый дискрет определяемый разрядностью P фазовращателя, E – операция выделения целой части) – формулу для K_{Π} 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 помеховых колеба-

ний из-за наклонного падения плоской помеховой радиоволны.

Однако, если источник помех размещен в зоне Френеля, то появляется зависимость K_{Π} от параметров вспомогательной ФАР при условии, что ее фазирование продолжает осуществляться под плоский фронт волны.

При использовании частотнонезависимых дискретных фазовращателей при нормальном падении помеховой радиоволны величина $K_{\Pi} = \infty$. 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 выходе АК каждая гармоника помехи изменена по амплитуде и фазе на одну и ту же величину и достаточно одного частотнонезависимого комплексного весового коэффициента для устранения этих изменений и полного подавления помехи.

Для примера рассмотрена линейная эквидистантная ФАР с шагом $K_0 = 31$, $K_1 = 7$. Фазовые центры антенн совмещены, полосы пропускания каналов одинаковы. Относительная полоса пропускания каналов $\Pi/f_0 = 3\%$, угол прихода полезного сигнала, отсчитываемый от нормали к раскрыву антенны, $\Theta_c = -20^\circ$.



Рис. 3. Зависимость коэффициента подавления от угла прихода помехи при использовании в качестве фазирующих устройств дискретных фазовращателей

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

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

$$R_m - R_0 = L_m \sin \Theta - \frac{(L_m \cos \Theta)^2 \lambda_0}{4L^2 \alpha_\varphi}, \quad (4)$$

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

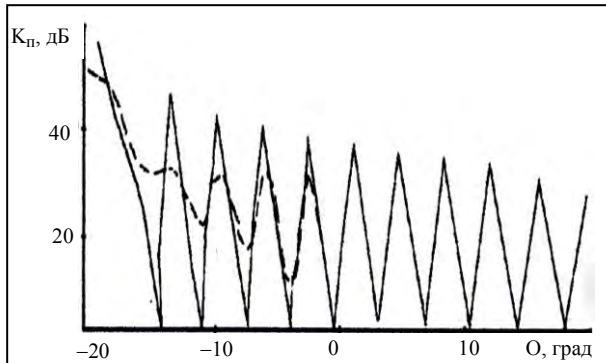


Рис. 4. Зависимость коэффициента подавления от угла прихода помехи при использовании в качестве фазированных устройств недисперсионных УЛЗ

Уменьшение K_Π в этом случае обусловлено кривизной волнового фронта помеховой радиоволны, которое не устраняется с помощью фазированных устройств. Оно значительно при уменьшении α_φ и менее значительно с увеличением различий в направлениях прихода сигнала и помехи.

Сказанное иллюстрируется графиками зависимости величины K_Π от направления на источник помехи при $\alpha_\varphi = 0,3$ для ФАР с прежними данными и пятиразрядными дискретными фазовращателями (рис. 3), а также ФАР с УЛЗ (рис. 4).

Выводы

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 на различном удалении.

Список литературы

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. *Адаптивные антенные решетки*. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Малкин Е.Б. *Влияние неидентичности каналов ФАР на качество адаптивной обработки: Препринт 878*. – М.: РТИ АН СССР, 1987. – 18 с.
3. Абрамович Ю.И., Качур В.Г., Михайлюков Н.Н. *Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема // Радиотехника и электроника*. – 1989. – Т. 24, № 6. – С. 1196-1206.

Поступила в редакцию 30.05.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Б.А. Демидов, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.