

К. т. н. В. В. ВАСИЛЕВСКИЙ, к. т. н. В. Г. ГОЛОВАНЬ,
к. т. н. А. В. ГОЛОВАНЬ, к. ф.-м. н. М. А. ДРОЗДОВ,
к. т. н. Т. А. ХИЖНЯК

Украина, г. Одесса, Военный институт ОНПУ;
г. Киев, НТУУ «Киевский политехнический институт»
E-mail: drozd48@mail.ru

Дата поступления в редакцию
03.12.2009 г.

Оппонент к. т. н. В. А. АВЕРОЧКИН
(ОНПУ, г. Одесса)

СПОСОБ ИСКАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ОБЪЕКТОВ

Предлагается способ подавления сигналов, отражаемых объектом, с целью защиты его от обнаружения. В основу положен метод искусственного формирования провалов диаграммы обратного вторичного излучения антенной системы.

Известно, что любая антенна даже при наилучшем согласовании с нагрузкой рассеивает в окружающее пространство некоторую часть энергии электромагнитных волн (ЭМВ), которые падают на нее. Максимально снизить эффект рассеяния можно не только снижением суммарной мощности рассеяния по всем направлениям. Авторы предлагают уделить внимание формированию необходимой диаграммы рассеяния [1] или диаграммы обратного вторичного излучения (ДОВИ). Изменяя ее тем или иным способом, можно резко снижать рассеяние в целых секторах обзора и даже получать нули диаграммы рассеяния в нужных направлениях.

Диаграмма рассеяния системы отражателей (например, антенной решетки) определяется произведением диаграммы рассеяния антенного элемента использованного типа на комплексный множитель рассеяния системы [2, с. 189]:

$$\sigma_{\Sigma}(\epsilon, \theta) = \sigma_0(\epsilon, \theta)R(\epsilon, \theta), \quad (1)$$

где $\sigma_0(\epsilon, \theta)$ — моностатическая или бистатическая эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) элемента системы;

$R(\epsilon, \theta)$ — моностатическая или бистатическая индикатриса рассеяния решетки как системы отражателей (отождествляется с квадратом модуля комплексного множителя системы, работающей на излучение или на прием [2]).

Из выражения (1) видно, что нулевого рассеяния на системе отражателей в заданном направлении можно достичь путем изменения $\sigma_0(\epsilon, \theta)$, путем управления индикатрисой рассеяния $R(\epsilon, \theta)$, а также в результате одновременного управления параметрами $\sigma_0(\epsilon, \theta)$ и $R(\epsilon, \theta)$.

Определим пути управления параметром $R(\epsilon, \theta)$. Для этого рассмотрим двухэлементную решетку, т. е. решетку, имеющую два канала, которые объединяются сумматором Σ (рис. 1). Первый канал не имеет весового усилителя, а второй включает в себя усилитель с комплексным коэффициентом усиления k .

Найдем условия, при которых на выходе сумматора обеспечивается минимум мощности сигналов, принятых с любого направления.

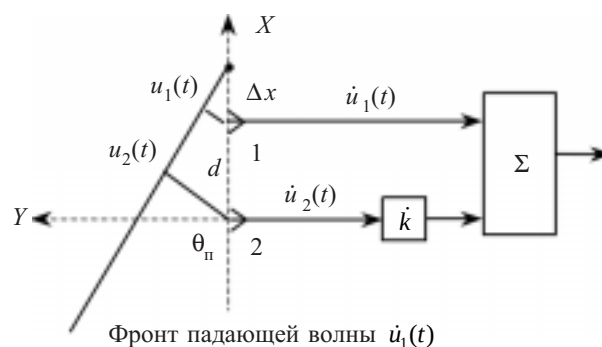


Рис. 1. Антенная решетка с двумя элементами, каналами и сумматором

Суммарный сигнал на выходе решетки можно записать в виде

$$\dot{u}_{\Sigma}(t) = \dot{u}_1(t) + k\dot{u}_2(t), \quad (2)$$

где $\dot{u}_1(t)$, $\dot{u}_2(t)$ — сигналы, принятые по соответствующим каналам.

Выражение (2) можно представить следующим образом:

$$\dot{u}_{\Sigma}(t) = u_1(t)e^{j\varphi_1} + k u_2(t)e^{j\varphi_2}, \quad (3)$$

где φ_1 и φ_2 — приращения фаз сигналов в соответствующих каналах.

Формулу для мощности сигналов на выходе двухэлементной решетки можно записать в виде

$$\begin{aligned} \overline{\dot{u}_{\Sigma}(t)u_{\Sigma}^*(t)} &= \overline{[u_1(t)e^{j\varphi_1} + k u_2(t)e^{j\varphi_2}][u_1(t)e^{-j\varphi_1} + k^* u_2(t)e^{-j\varphi_2}]} = \\ &= \overline{u_1(t)u_1(t) + k^* u_1(t)u_2(t)e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} +} \\ &+ \overline{k u_1(t)u_2(t)e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} + k k^* u_2(t)u_2(t)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Считая, что антенные элементы решетки однородны и изотропны и находятся на небольшом расстоянии один от другого, а каналы идентичны, можно предположить, что

$$u_1(t) \approx u_2(t). \quad (5)$$

В таком случае выражение (4) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2(t) &= \sigma_1^2 + k^* \sigma_1^2 \rho_{12}(t)e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} + \\ &+ k \sigma_1^2 \rho_{12}(t)e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} + k k^* \sigma_1^2. \end{aligned} \quad (6)$$

Найдем первую производную мощности по $\dot{k}$:

$$\frac{d\sigma_{\Sigma}^2(t)}{dk} = \sigma_1^2 \rho_{12}(t) e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} + \dot{k} * \sigma_1^2. \quad (7)$$

Если приравнять полученную производную к нулю, получим

$$\dot{k}^* = -\rho_{12}(t) e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} \quad (8)$$

или

$$\dot{k} = -\rho_{12}(t) e^{-j(\varphi_2 - \varphi_1)}. \quad (9)$$

Анализ соотношения (9) показывает, что для получения контролируемого провала в диаграмме направленности двухэлементной решетки следует устанавливать коэффициент усиления весового усилителя таким, чтобы он, во-первых, компенсировал сдвиг фаз между каналами, и, во-вторых, после такой компенсации обеспечивал инверсию сигналов в каналах.

Подставим выражение (9) в формулу (3) и учтем, что в соответствии с предположением (5) напряжения каналов практически равны, т. е. $u_1(t) = u_2(t)$. В результате получим

$$\dot{u}_{\Sigma}(t) = u_1(t) e^{j\varphi_1} - \rho_{12}(t) u_1(t) e^{j\varphi_1}. \quad (10)$$

При достаточной корреляции входных сигналов, т. е. при $\rho_{12} = 1$, выходное напряжение $\dot{u}_{\Sigma}(t)$ обращается в ноль.

Операцию установки необходимого коэффициента усиления весового усилителя выполняет известный корреляционный автокомпенсатор активных шумовых помех (КАКАШП) (рис. 2).

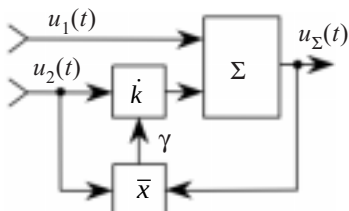


Рис. 2. Блок-схема корреляционного автокомпенсатора активных шумовых помех

Коэффициент усиления весового усилителя такого автокомпенсатора:

$$\dot{k} = \gamma \dot{u}_{\Sigma}(t) \dot{u}_2^*(t), \quad (11)$$

где γ — коэффициент усиления цепи корреляционной обратной связи.

С учетом формулы (3) и предположения (5), перепишем выражение (11) в таком виде:

$$\begin{aligned} \dot{k} &= \gamma [u_1(t) e^{j\varphi_1} + \dot{k} u_2(t) e^{j\varphi_2}] \dot{u}_2^*(t) = \\ &= \gamma \sigma_1^2 \rho_{12} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} + \gamma \dot{k} \sigma_1^2, \end{aligned} \quad (12)$$

откуда найдем

$$\dot{k} = \frac{\gamma \sigma_1^2 \rho_{12} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}}{1 - \gamma \sigma_1^2}. \quad (13)$$

При $\varphi \rightarrow \infty$ (что является обязательным условием для нормального функционирования КАКАШП) это выражение преобразуется к

$$\dot{k} = -\rho_{12} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}, \quad (14)$$

то есть

$$\dot{k} = -\rho_{12} e^{-j(\varphi_2 - \varphi_1)}. \quad (15)$$

Можно видеть, что выражение (15) полностью совпадает с выражением (9), т. е. КАКАШП формирует управляемый провал в диаграмме направленности (на прием).

Оценим рассеивающие возможности двухэлементной адаптивной антенной решетки (ААР), оснащенной автокомпенсатором, иначе говоря, рассчитаем ее индикатрису рассеяния $R(\epsilon, \theta)$. Ограничимся рассмотрением случая, который касается только линейной решетки, т. е. рассчитаем $R(\theta)$.

В соответствии с рис. 1, запишем выражение для поля отражения от элемента ААР1:

$$E_1 = \Delta u \exp \left\{ \omega t + \frac{2\pi \Delta x}{\lambda} \sin \theta_n + \frac{2\pi \Delta x}{\lambda} \sin \theta_p \right\}, \quad (16)$$

где Δu — уровень сигнала после компенсации;

$\frac{2\pi \Delta x}{\lambda} \sin \theta_i$ — фаза сигнала u_1 до компенсации;

θ_n — угол падения ЭМВ;

θ_p — угол рассеяния (наблюдения).

Соотношение для поля отражения от элемента 2 с учетом выражений (9) и (15), а также при условии $\rho_{12} \approx 1$, приобретает вид

$$\begin{aligned} E_2 &= -\Delta u \exp \left\{ \omega t + \frac{2\pi(d + \Delta x)}{\lambda} \sin \theta_n - (\varphi_2 - \varphi_1) - \right. \\ &\quad \left. - (\varphi_2 - \varphi_1) + \frac{2\pi(d + \Delta x)}{\lambda} \sin \theta_p \right\}, \end{aligned} \quad (17)$$

где d — расстояние между осями элементов антенной решетки;

$(\varphi_2 - \varphi_1)$ — фазовый сдвиг между каналами, $(\varphi_2 - \varphi_1) = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_i$.

Исходя из законов геометрической оптики, Δx может выбираться произвольно. Принимаем $\Delta x = 0$. Тогда выражение для поля сумматора E_{Σ} может быть записано в виде

$$E_{\Sigma} = E_1 + E_2 = \Delta u \exp(\omega t) \{1 - e^{j\psi}\}, \quad (18)$$

где $\psi = \frac{2\pi \lambda}{d} (\sin \theta_p - \sin \theta_n)$.

Множитель в фигурных скобках является комплексным множителем двухэлементной адаптивной антенной решетки:

$$F(\psi) = 1 - e^{j\psi}. \quad (19)$$

Умножив и разделив выражения (19) на $2je^{-j\frac{\psi}{2}}$, получим

$$\begin{aligned} F(\psi) &= \frac{(e^{-j\frac{\psi}{2}} - e^{j\frac{\psi}{2}}) 2j}{e^{-j\frac{\psi}{2}} 2j} = -2j \left(\sin \frac{\psi}{2} \right) e^{j\frac{\psi}{2}} = \\ &= 2 \sin \frac{\psi}{2} e^{j\frac{\psi - \pi}{2}}. \end{aligned} \quad (20)$$

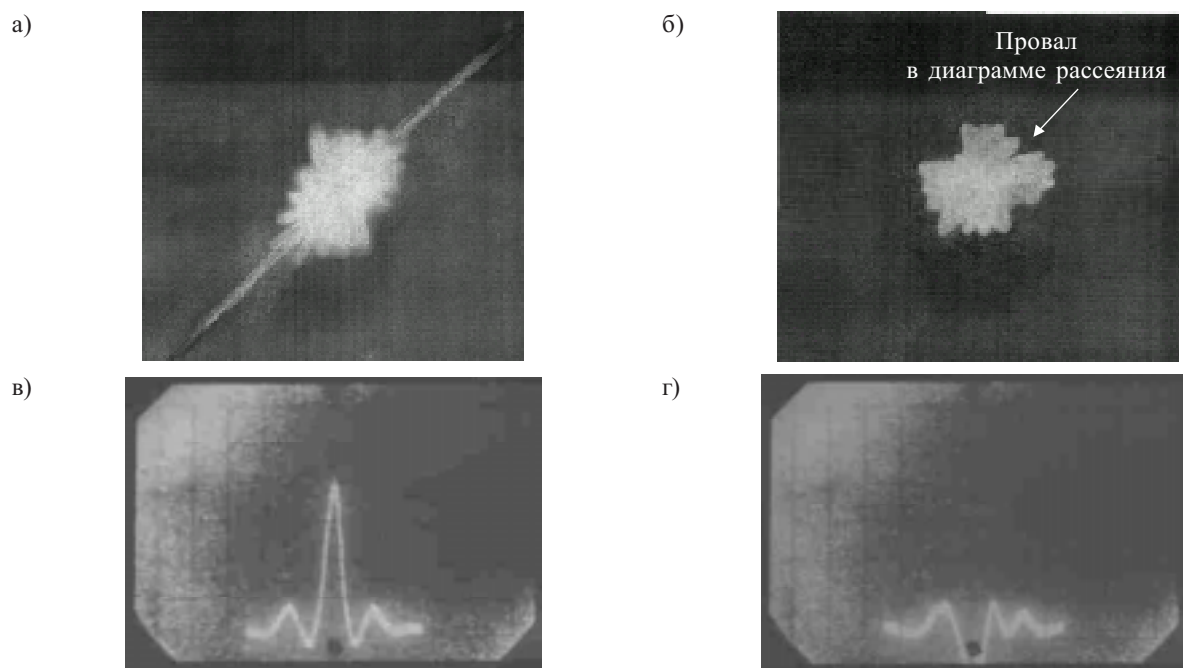


Рис. 3. Диаграмма обратного вторичного излучения ААР (а, б) и ее фрагмент (в, г) при работе без автокомпенсатора (а, в) и при включенном КАКАШП (б, г)

Запишем формулу для квадрата модуля комплексного множителя $F^2(\psi)$ или для бистатической индикатрисы рассеяния $R(\psi)$ решетки:

$$F^2(\psi) = R(\psi) = 4 \sin^2 \frac{\psi}{2}. \quad (21)$$

Окончательно получаем выражение для $R(\theta)$:

$$R(\theta) = 4 \sin^2 \left\{ \frac{\pi \lambda}{d} (\sin \theta_p - \sin \theta_n) \right\}. \quad (22)$$

Анализ полученного соотношения (22) позволяет сделать следующие выводы:

— при углах рассеивания θ_p , которые равняются углам падения ЭМВ, т. е. при $\theta_p = \theta_n$, двухэлементная ААР (при $\rho_{12}=1$) не переизлучает сигналы;

— отражательные свойства ААР при $\theta_p = \theta_n$ могут использоваться с целью противорадиолокационной маскировки от обнаружения ее моностатическими радарами;

— при условии $\theta_p = \theta_n$ маскирующие свойства ААР сохраняются в любом диапазоне ЭМВ. Ограничивающим фактором в этом случае можно считать относительную узкополосность КАКАШП;

— форма диаграммы рассеяния ААР, а также $\sigma_\Sigma(\theta)$, $R(\theta)$ существенно зависят от угла падения ЭМВ на апертуру ААР.

Указанный способ уменьшения мощности отраженных сигналов практически реализован в устройстве, которое имеет два идентичных канала (основной и вспомогательный) с идентичными антеннами. Каждый канал обработки сигналов от антенны до соответствующего входа автокомпенсатора представляет собой обычный супергетеродинный приемник, включающий в себя усилитель высокой частоты, преобразователь частоты (который, в свою очередь, состоит из смесителя и гетеродина) и усилитель промежуточ-

ной частоты. Гетеродин является общим для обоих каналов.

Автокомпенсатор может быть выполнен по типу квадратурного корреляционного автокомпенсатора или по типу гетеродинного автокомпенсатора.

Для того чтобы перевести корреляционный автокомпенсатор из режима подавления активных или пассивных помех в режим искажения информации о радиолокационных характеристиках объектов, необходимо обеспечить его максимальное быстродействие. Постоянная времени автокомпенсатора должна примерно в три раза превосходить время задержки в цепи корреляционной обратной связи, что достаточно легко решается — известно, что автокомпенсатор активных шумовых помех имеет постоянную времени, равную трем периодам повторения локатора, а автокомпенсатор пассивных помех имеет постоянную времени, равную длительности трех зондирующих радиоимпульсов.

Результаты опытной проверки предложенного метода искажения информации о радиолокационных характеристиках объектов представлены на рис. 3. Отчетливо видны провалы в диаграмме рассеяния ААР, оснащенной КАКАШП.

Описанный способ искажения информации о радиолокационных характеристиках позволяет достаточно эффективно противодействовать определению дислокации объектов.

Используя современные средства радиоэлектронного и информационного обеспечения можно применять данный способ для противорадиолокационной маскировки любых объектов и техники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бененсон Л. С., Фельд Я. Н. Рассеяние электромагнитных волн антеннами (обзор) // Радиотехника и электроника. — 1988. — Т. XXXIII, № 2. — С. 225—246.
2. Захарьев Л. Н., Леманский А. А. Рассеяние волн «черными» телами. — Г.: Сов. радио, 1968.