

## Измерение эффективной поверхности рассеяния объектов с электродинамически связанными элементами приемо-передающими системами с синтезированием апертуры антенн

Е.С. Емельянов , О.Е. Кирьянов, В.А. Понькин

Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина  
394064, Россия, г. Воронеж  
ул. Старых Большевиков, 54а

*Аннотация* – Рассмотрена задача измерения эффективной поверхности рассеяния системами с синтезированной апертурой антенн. Методами статистической теории обнаружения и пространственно-временной обработки сигналов установлены закономерности формирования сигнальной составляющей оптимального фильтра, характеризующей величину ЭПР измеряемого объекта. Результаты проведенного математического моделирования согласуются с полученными закономерностями.

*Ключевые слова* – эффективная поверхность рассеяния, пространственно протяженные объекты, электродинамическая связь элементов объекта, антенна с синтезированной апертурой.

### Введение

В последнее время в связи с постоянно растущими требованиями к точности и детальности измерения радиолокационных характеристик (РЛХ) объектов все более актуальной становится проблема повышения информативности средств измерений, решению которой посвящена весьма обширная литература [1; 2].

Среди множества направлений совершенствования средств измерений наиболее эффективные связаны с получением и совместной обработкой результатов многомерных измерений (по пространству, частоте и времени) на базе новой радиолокационной технологии, основанной на получении и совместной обработке результатов измерений (САОРИ) параметров сигналов<sup>1</sup>.

При реализации такой технологии существенно упрощается радиотехническая часть средств измерений, поскольку в них используются виртуально управляемые антенные решетки. Кроме того, значительно повышается качество средств измерений, поскольку им становятся присущи все достоинства цифровых устройств [2]. Это становится возможным благодаря тому, что, в отличие от традиционных средств измерений, в которых операции по получению радиолокационной информации (формирование диаграмм направленности передающей и приемной антенн, излучение

и обработка сложных сигналов и т. п.) осуществляются с помощью физических устройств, в соответствии с новыми технологиями они выполняются программно (виртуально) на ЭВМ [2].

Существенная особенность построения многоканальных измерительных систем с позиций простоты конструкции и достижения высокой информативности состоит в способе получения многоканальной информации. Так, измерительные системы с синтезированием передающей и приемной антенн существенно более просты в конструктивном исполнении, однако они имеют более ограниченные возможности по измерению РЛХ, особенно объектов сложной формы и неоднородных электродинамических свойств.

Целью настоящей статьи является сравнительная оценка информационных возможностей измерительных систем с синтезированными и реальными многоканальными апертурами при измерении ЭПР сложных объектов с электродинамической связью отдельных элементов.

### Постановка задачи

Рассмотрим случай измерения ЭПР сложного пространственно протяженного объекта измерительной системой с многоканальными реальными и синтезированными передающей и приемной антеннами. В ориентации на метод относительных измерений будем считать, что величина ЭПР пропорциональна интенсивности входного сиг-

<sup>1</sup> В отличие от совместной обработки самих сигналов, как в традиционной радиолокационной технологии.

нала оптимального приемника [3]. Измерения проводятся с использованием многоканальных пространственных квазимонохроматических сигналов с центральной частотой  $\omega_0$  в присутствии белого гауссовского шума при большом отношении сигнал/шум. Для оценки информационных возможностей ППС со сканированием приемопередающим элементом сравним получаемые при этом результаты с результатами, получаемые идеализированной ППС с заполненными апертурами приемной и передающей антенн.

### Модель сигнала

Воспользуемся простейшей моделью пространственно протяженного объекта с электродинамически связанными элементами в виде двухточечной цели [4]. Результирующая модель сигнала при этом имеет вид [2]

$$S(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) = A_{11}S_{11} + A_{22}S_{22} + A_{12}S_{12} + A_{21}S_{21}, \quad (1)$$

где  $A_{11}$ ,  $A_{22}$  – амплитуды отраженных сигналов от первого и второго отражателей;  $A_{12}$  – амплитуда сигнала, прошедшего путь: «излучатель – первый отражатель – второй отражатель – приемник»;  $A_{21}$  – амплитуда встречного сигнала;

$$S_{11}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\xi}_1) = \exp\{-ik[R(\mathbf{r}, \boldsymbol{\xi}_1) + R(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\rho})]\}; \quad (2)$$

$$S_{22}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\xi}_2) = \exp\{-ik[R(\mathbf{r}, \boldsymbol{\xi}_2) + R(\boldsymbol{\xi}_2, \boldsymbol{\rho})]\}; \quad (3)$$

$$S_{12}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) = e^{-i\varphi} \exp\{-ik[R(\mathbf{r}, \boldsymbol{\xi}_1) + R(\boldsymbol{\xi}_2, \boldsymbol{\rho})]\}; \quad (4)$$

$$S_{21}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) = e^{-i\varphi} \exp\{-ik[R(\mathbf{r}, \boldsymbol{\xi}_2) + R(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\rho})]\}; \quad (5)$$

$\varphi = kR(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2)$  – фазовый набег сигнала на пути распространения его между отражателями;  $\mathbf{r}$ ,  $\boldsymbol{\rho}$ ,  $\boldsymbol{\xi}_1$ ,  $\boldsymbol{\xi}_2$  – координаты точек положения излучателя, приемника, первого и второго отражателей;  $R(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$  – расстояние от точки  $\mathbf{x}_1$  до точки  $\mathbf{x}_2$ ;  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина волны.

### Алгоритм оптимальной обработки сигналов<sup>2</sup>

При проведении измерений в присутствии аддитивного гауссовского шума и при большом отношении сигнал/шум сигнальная составляющая оптимального фильтра, характеризующая величину ЭПР двухточечного объекта со связанными

<sup>2</sup> В действительности в измерительных системах, реализующих радиолокационную технологию САОРИ, осуществляется обработка результатов измерений. Однако при наличии гауссовских шумов технология САОРИ по эффективности соответствует оптимальной обработке сигналов [4]. Поэтому исследование информационных возможностей измерительных систем типа САОРИ проводят методами теории обнаружения и пространственно-временной обработки сигналов.

отражателями, в соответствии с результатами работы [2] равна<sup>3</sup>

$$I_{\Sigma} = \frac{1}{N_0} \int (A_{11}S_{11} + A_{22}S_{22} + A_{12}S_{12} + A_{21}S_{21}) \times \quad (6)$$

$$\times (A_{11}S_{11}^* + A_{22}S_{22}^* + A_{12}S_{12}^* + A_{21}S_{21}^*) d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho},$$

где \* – обозначение комплексно сопряженной величины.

В соответствии с (6) алгоритм получения оценки ЭПР двухточечного объекта со связанными элементами состоит в вычислении суммы корреляционных интегралов всех координатных функций  $S_{ij}$ ,  $i, j = 1, 2$ .

С учетом ранее опущенных (для упрощения вида аналитических выражений) апертурных функций передающей  $\Psi(\mathbf{r})$  и приемной  $I(\boldsymbol{\rho})$  антенн, а также описания амплитудно-фазового распределения поля излучения  $E(\mathbf{r})$  корреляционные интегралы, входящие в выражение (6) для оценки ЭПР, принимают вид

$$S_{ij} = \int \int_{(P)(Q)} |\Psi(\mathbf{r})|^2 |I(\boldsymbol{\rho})|^2 |E(\mathbf{r})|^2 \times \quad (7)$$

$$\times S_{ij}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) S_{kl}^*(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho}.$$

Полагая далее функции  $\Psi(\mathbf{r})$ ,  $I(\boldsymbol{\rho})$ ,  $E(\mathbf{r})$  равными единице, корреляционные интегралы координатных функций запишем в следующем виде.

1. Случай наличия в ППС реальных многоканальных передающей и приемной антенн:

$$I_1 = \iint S_{11}S_{11}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = A_{11}^2 S_r S_\rho, \quad (8)$$

$$I_2 = \iint S_{11}S_{22}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = A_{11}A_{22} I_r(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (9)$$

$$I_3 = \iint S_{11}S_{12}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{11}A_{12} I_r I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (10)$$

$$I_4 = \iint S_{11}S_{21}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{11}A_{21} I_r(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (11)$$

$$I_5 = \iint S_{22}S_{11}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = I_2^*, \quad (12)$$

$$I_6 = \iint S_{22}S_{22}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = A_{22}^2 S_r S_\rho, \quad (13)$$

$$I_7 = \iint S_{22}S_{12}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{22}A_{12} I_r^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (14)$$

$$I_8 = \iint S_{22}S_{21}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{22}A_{21} I_\rho^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (15)$$

$$I_9 = \iint S_{12}S_{11}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = I_3^*, \quad (16)$$

$$I_{10} = \iint S_{12}S_{22}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = I_7^*, \quad (17)$$

$$I_{11} = \iint S_{12}S_{12}^* d\mathbf{r}d\boldsymbol{\rho} = S_r S_\rho, \quad (18)$$

<sup>3</sup> Интегрирование здесь и далее выполняется по областям задания передающей  $\mathbf{P}$  и приемной  $\mathbf{Q}$  антенн с учетом значений их апертурных функций –  $\Psi(\mathbf{r})$  и  $I(\boldsymbol{\rho})$  соответственно.

$$I_{12} = \iint S_{12} S_{21}^* d\mathbf{r} d\boldsymbol{\rho} = A_{12} A_{21} I_r(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (19)$$

$$I_{13} = \iint S_{21} S_{11}^* d\mathbf{r} d\boldsymbol{\rho} = I_4^*, \quad (20)$$

$$I_{14} = \iint S_{21} S_{22}^* d\mathbf{r} d\boldsymbol{\rho} = I_8^*, \quad (21)$$

$$I_{15} = \iint S_{21} S_{12}^* d\mathbf{r} d\boldsymbol{\rho} = I_{12}^*, \quad (22)$$

$$I_{16} = \iint S_{21} S_{21}^* d\mathbf{r} d\boldsymbol{\rho} = A_{21}^2 S_r S_\rho, \quad (23)$$

где

$$I_r(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) = \iint \exp[-ik[R(\mathbf{r}, \boldsymbol{\xi}_1) - R(\mathbf{r}, \boldsymbol{\xi}_2)]] d\mathbf{r}, \quad (24)$$

$$I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) = \iint \exp[-ik[R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\xi}_1) - R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\xi}_2)]] d\boldsymbol{\rho}, \quad (25)$$

$S_r$ ,  $S_\rho$  – площади передающей и приемной антенн.

Сравним полученные выражения для идеализированной измерительной системы с аналогичными выражениями для ППС с синтезированной апертурой передающей и приемной антенн.

2. Случай ППС с синтезированной апертурой передающей и приемной антенн.

В рассматриваемом случае координатные функции, корреляционные функции которых определяют составляющие сигнальной функции, выглядят как

$$S_{11}(\boldsymbol{\rho}) = \exp\{-ik2R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_1)\}, \quad (26)$$

$$S_{22}(\boldsymbol{\rho}) = \exp\{-ik2R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_2)\}, \quad (27)$$

$$S_{12}(\boldsymbol{\rho}) = \exp\{-ik[R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_1) + R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_2)]\}, \quad (28)$$

$$S_{21}(\boldsymbol{\rho}) = \exp\{-ik[R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_2) + R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_1)]\}. \quad (29)$$

При этом корреляционные интегралы имеют аналогичные аналитические выражения, как для ППС с реальными антеннами:

$$I_1 = \int S_{11} S_{11}^* d\boldsymbol{\rho} = A_{11}^2 S_\rho, \quad (30)$$

$$I_2 = \int S_{11} S_{22}^* d\boldsymbol{\rho} = A_{11} A_{22} I_{\tilde{n}}(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (31)$$

$$I_3 = \int S_{11} S_{12}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{11} A_{12} I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (32)$$

$$I_4 = \int S_{11} S_{21}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{11} A_{21} I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (33)$$

$$I_5 = \int S_{22} S_{11}^* d\boldsymbol{\rho} = A_{11} A_{22} I_c^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (34)$$

$$I_6 = \int S_{22} S_{22}^* d\boldsymbol{\rho} = A_{22}^2 S_\rho, \quad (35)$$

$$I_7 = \int S_{22} S_{12}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{22} A_{12} I_\rho^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (36)$$

$$I_8 = \int S_{22} S_{21}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{i\varphi} A_{22} A_{21} I_\rho^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (37)$$

$$I_9 = \int S_{12} S_{11}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{-i\varphi} A_{12} A_{11} I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (38)$$

$$I_{10} = \int S_{12} S_{22}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{-i\varphi} A_{12} A_{22} I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (39)$$

$$I_{11} = \int S_{12} S_{12}^* d\boldsymbol{\rho} = A_{12}^2 S_\rho, \quad (40)$$

$$I_{12} = \int S_{12} S_{21}^* d\boldsymbol{\rho} = A_{12} A_{21} S_\rho, \quad (41)$$

$$I_{13} = \int S_{21} S_{11}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{-i\varphi} A_{21} A_{11} I_\rho^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (42)$$

$$I_{14} = \int S_{21} S_{22}^* d\boldsymbol{\rho} = e^{-i\varphi} A_{21} A_{22} I_\rho^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (43)$$

$$I_{15} = \int S_{21} S_{12}^* d\boldsymbol{\rho} = I_{12}^* = A_{12} A_{21} S_\rho, \quad (44)$$

$$I_{16} = \int S_{21} S_{21}^* d\boldsymbol{\rho} = A_{21}^2 S_\rho, \quad (45)$$

где<sup>4</sup>

$$I_c(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) = \int \exp\{-ik2[R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_1) - R(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\varepsilon}_2)]\} d\boldsymbol{\rho}, \quad (46)$$

а функция  $I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2)$  определяется выражением (25).

Анализ корреляционных интегралов для ППС с реальными и синтезированными антеннами в частных случаях.

А. Измерение ЭПР точечного объекта.

В рассматриваемом случае

$$A_{12} = A_{21} = A_{22} = 0.$$

После преобразований получим:

– для ППС с реальными антеннами

$$I_1 = A_{11}^2 S_r S_\rho,$$

– для ППС с синтезированными апертурами антенн

$$I_1 = A_{11}^2 S_\rho.$$

То есть результаты измерения ЭПР точечных объектов, получаемых измерительными системами с реальными и синтезированными антеннами (с учетом нормировки), совпадают.

Б. Измерение ЭПР двухточечного объекта с независимыми отражателями ППС с реальными антеннами.

Полагая, что электродинамическая связь между элементами объекта отсутствует ( $A_{12} = A_{21} = 0$ ), информационные составляющие выходного эффекта оптимального фильтра для измерительной системы с реальными антеннами, в соответствии с выражениями (8)–(25), имеют вид

$$I_1 = A_{11}^2 S_r S_\rho, \quad (47)$$

$$I_2 = A_{11} A_{22} I_r(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) I_\rho(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (48)$$

$$I_5 = I_2^* = A_{11} A_{22} I_r^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) I_\rho^*(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2), \quad (49)$$

$$I_6 = A_{22}^2 S_r S_\rho. \quad (50)$$

Объединяя эти выражения, получим

<sup>4</sup> Более подробный анализ показывает, что в этих соотношениях  $S_\rho$  следует заменить на  $S_\rho S_\Omega$ , где  $S_\Omega$  – площадь антенного приемопередающего элемента.

$$I_{a\Sigma} = (A_{11}^2 + A_{22}^2)S_r S_p + 2A_{11}A_{22} \operatorname{Re}\{I_r(\xi_1, \xi_2)I_p(\xi_1, \xi_2)\}. \quad (51)$$

Существо и физический смысл полученного результата можно определить при его рассмотрении применительно к классической схеме измерения ЭПР-объектов<sup>5</sup>.

Предположим, что размеры антенн настолько малы, что подынтегральные выражения для  $I_r(\xi_1, \xi_2)$  (24) и для  $I_p(\xi_1, \xi_2)$  (25) можно считать постоянными, тогда  $I_{a\Sigma}$  (51) можно представить в виде<sup>6</sup>

$$I_{a\Sigma} = \left\{ A_{11}^2 + A_{22}^2 + 2 \cos \frac{2\pi}{\lambda} [\Delta R_r + \Delta R_p] \right\} S_r S_p, \quad (52)$$

где  $\Delta R_r$  – разность расстояний на пути распространения сигнала от передающей антенны до отдельных отражателей  $\xi_1$  и  $\xi_2$ ,  $\Delta R_p$  – разность расстояний от отражателей  $\xi_1$ ,  $\xi_2$  до приемной антенны.

При совпадении пространственного положения передающей и приемной антенн выражение (52) соответствует классической формуле для определения ЭПР двухточечного объекта с неизвестными отражателями

$$I_{a\Sigma} = \operatorname{const} \left\{ A_{11}^2 + A_{22}^2 + 2 \cos \frac{4\pi\Delta R}{\lambda} \right\}. \quad (53)$$

Таким образом, приемо-передающая измерительная система с многоканальными реальными передающей и приемной антеннами обеспечивает измерение ЭПР двухточечного объекта с независимыми отражателями.

В. Измерение ЭПР двухточечного объекта с независимыми отражателями ППС с синтезированными антеннами.

Для ППС с синтезированными антеннами отдельные составляющие выходного эффекта оптимального фильтра, определяющими ЭПР измеряемого объекта, в соответствии с (26)–(45) при  $A_{12} = A_{21} = 0$ , равны:

$$I_1 = A_{11}^2 S_p, \quad (54)$$

$$I_2 = A_{11}A_{22}I_c(\xi_1, \xi_2), \quad (55)$$

$$I_5 = A_{11}A_{22}I_c^*(\xi_1, \xi_2), \quad (56)$$

$$I_6 = A_{22}^2 S_p. \quad (57)$$

Объединяя эти выражения, получим

<sup>5</sup> В [1], частности, считается, что размеры антенн малы, расстояния, на которых проводятся измерения, по сравнению с размерами антенн и объекта велики и т. д.

<sup>6</sup> К аналогичным результатам приводят приближенные вычисления с использованием разложения Френеля [2].

$$I_{ac} = (A_{11}^2 + A_{22}^2)S_p + 2A_{11}A_{22} \operatorname{Re}\{I_c(\xi_1, \xi_2)I_c^*(\xi_1, \xi_2)\}. \quad (58)$$

Аналогичные рассуждения, как при анализе (26)–(45), приводят к следующему выражению для определения ЭПР двухточечного объекта и с независимыми отражателями:

$$I_{ac} = \operatorname{const} \left\{ A_{11}^2 + A_{22}^2 + 2 \cos \frac{8\pi\Delta R}{\lambda} \right\}. \quad (59)$$

То есть при проведении измерений ЭПР двухточечного объекта с независимыми отражателями с помощью ППС с синтезированными антеннами возникают систематические погрешности, связанные с удвоением пространственной частоты отражательных сигналов.

Г. Измерение ЭПР двухточечного объекта со связанными отражателями ППС с синтезированными антеннами.

Сравнение информационных возможностей этих систем, ввиду сложности выражений для выходного эффекта систем измерений при наличии взаимной связи элементов, представляет собой достаточно сложную задачу. Кроме того, поскольку достоверные сведения об ЭПР двухточечного объекта с электродинамическими связанными элементами в литературе отсутствуют, примем следующий подход к ее решению.

Во-первых, будем считать, что измерение ЭПР двухточечного объекта со связанными отражателями измерительной системой с реальными апертурами передающей и приемной антенн осуществляется точно<sup>7</sup>. Поэтому оценку достоверности результатов измерений, получаемых ППС с синтезированными антеннами, проведем путем сравнения с результатами, получаемыми ППС с реальными антеннами.

Во-вторых, с целью сокращения объема вычислений сравнение результатов измерений проведем путем сравнительного анализа отдельных составляющих выходного эффекта этих систем (таблица)

Ввиду комплексного сопряженного характера составляющих выходного эффекта ППС с реальными и синтезированными антеннами, в которых имеются отличия, проведем сравнительный анализ выражений  $I_2 + I_5 + I_{12} + I_{15}$ :

– для ППС с реальными антеннами

$$I_2 + I_5 + I_{12} + I_{15} = 4(A_{11}A_{22} + A_{12}A_{21}) \times \operatorname{Re}\{I_r(\xi_1, \xi_2)I_p(\xi_1, \xi_2)\}; \quad (60)$$

<sup>7</sup> Методом относительных измерений.

**Таблица.** Составляющие выходного эффекта измерительных систем с реальными и синтезированными антеннами  
**Table.** Components of the output effect of measuring systems with real and synthesized antennas

№ п/п	ППС с реальными антеннами	ППС с синтезированными антеннами
1	$A_{11}^2 S_r S_p$	$A_{11}^2 S_p$
2	$A_{11} A_{22} I_r(\xi_1, \xi_2) I_p(\xi_1, \xi_2)$	$A_{11} A_{22} I_c(\xi_1, \xi_2)$
3	$e^{i\varphi} A_{11} A_{12} I_p(\xi_1, \xi_2)$	$e^{i\varphi} A_{11} A_{12} I_p(\xi_1, \xi_2)$
4	$e^{i\varphi} A_{12} A_{21} I_r(\xi_1, \xi_2)$	$e^{-i\varphi} A_{12} A_{21} I_p(\xi_1, \xi_2)$
5	$A_{11} A_{22} I_r^*(\xi_1, \xi_2) I_p^*(\xi_1, \xi_2)$	$A_{11} A_{22} I_c^*(\xi_1, \xi_2)$
6	$A_{22}^2 S_r S_p$	$A_{22}^2 S_p$
7	$e^{-i\varphi} A_{22} A_{12} I_r^*(\xi_1, \xi_2)$	$e^{-i\varphi} A_{22} A_{12} I_p(\xi_1, \xi_2)$
8	$e^{-i\varphi} A_{22} A_{21} I_r(\xi_1, \xi_2)$	$e^{i\varphi} A_{22} A_{21} I_p^*(\xi_1, \xi_2)$
9	$e^{i\varphi} A_{11} A_{12} I_p(\xi_1, \xi_2)$	$e^{i\varphi} A_{12} A_{11} I_p^*(\xi_1, \xi_2)$
10	$e^{-i\varphi} A_{22} A_{12} I_r(\xi_1, \xi_2)$	$e^{-i\varphi} A_{12} A_{22} I_p(\xi_1, \xi_2)$
11	$S_r S_p A_{12}^2$	$A_{12}^2 S_p$
12	$A_{12} A_{21} I_r(\xi_1, \xi_2) I_p(\xi_1, \xi_2)$	$A_{12} A_{21} S_p$
13	$e^{-i\varphi} A_{11} A_{21} I_r(\xi_1, \xi_2)$	$e^{-i\varphi} A_{21} A_{11} I_p^*(\xi_1, \xi_2)$
14	$e^{-i\varphi} A_{21} A_{21} I_p(\xi_1, \xi_2)$	$e^{-i\varphi} A_{21} A_{22} I_p(\xi_1, \xi_2)$
15	$A_{12} A_{21} I_r(\xi_1, \xi_2) I_p^*(\xi_1, \xi_2)$	$A_{12} A_{21} S_p$
16	$S_r S_p A_{21}^2$	$A_{21}^2 S_p$

– для ППС с синтезированными антеннами

$$I_2 + I_5 + I_{12} + I_{15} = (A_{11} A_{22} + A_{12} A_{21}) S_p + 2A_{11} A_{22} + \text{Re}\{I_c(\xi_1, \xi_2)\}. \quad (61)$$

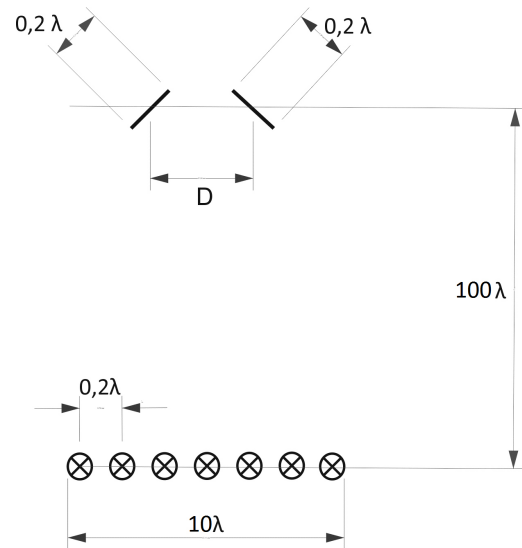
Если при анализе выражений (60) и (61) ограничиться рассмотренным выше случаем малоразмерных антенн, то, как следует из выражения (54)–(58), при измерении ППС с реальными антеннами учитывается существующее на практике явление запаздывания передающего и принимаемого сигналов.

В то время как в ППС с синтезированными антеннами учитывается только запаздывание принимаемого сигнала, поскольку

$$\text{Re}\{I_c(\xi_1, \xi_2)\} = \cos \frac{4\pi}{\lambda} [R(\rho, \mathbf{\varepsilon}_1) - R(\rho, \mathbf{\varepsilon}_2)]. \quad (62)$$

Кроме того, в выражениях (60) и (61) различным образом учитывается влияние интенсивности прямых и переотраженных сигналов. Поэтому измерение ЭПР сложных пространственно протяженных объектов (например, уголкового отражателя) ППС с синтезированием апертуры передающей и приемной антенн не обеспечивают.

В то же время, если уголкового отражатели имеют малые размеры и могут рассматриваться как точечные, ППС с синтезированными антеннами обеспечивают измерение их ЭПР.

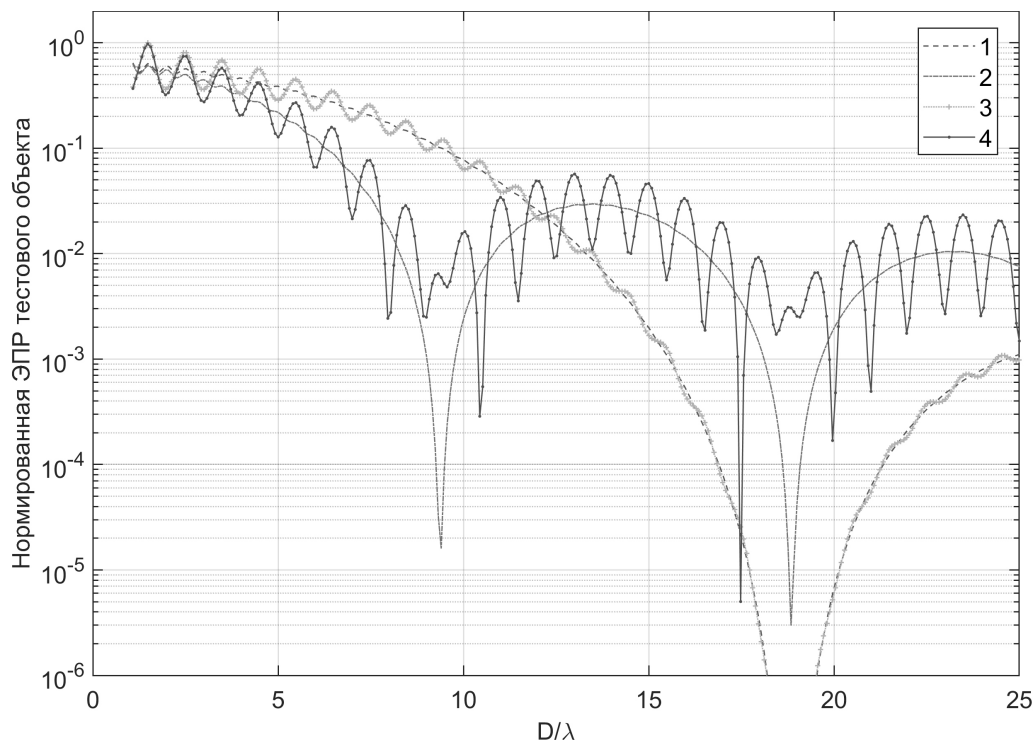


**Рис. 1.** Геометрия тестового объекта и схема размещения приемной и передающей антенн  
**Fig. 1.** The geometry of the test object and the layout of the receiving and transmitting antennas

## Результаты моделирования

Для подтверждения полученных результатов проведено математическое моделирование процесса измерения ЭПР тестового объекта. В качестве тестового выбран объект в виде двух электродинамически взаимодействующих изотропных идеально проводящих элементов (рис. 1). На рис. 2





**Рис. 2.** Результаты моделирования измерения ЭПР пространственно-протяженного объекта: 1 – реальные антенны, элементы объекта электродинамически не взаимодействуют; 2 – реальные антенны, элементы объекта электродинамически взаимодействуют; 3 – синтезированные антенны, элементы объекта электродинамически не взаимодействуют; 4 – синтезированные антенны, элементы объекта электродинамически взаимодействуют

**Fig. 2.** The results of modeling the EPR measurement of a spatially extended object: 1 – real antennas, the elements of the object do not interact electro-dynamically; 2 – real antennas, elements of the object interact electro-dynamically; 3 – synthesized antennas, the elements of the object do not interact electro-dynamically; 4 – synthesized antennas, the elements of the object interact electro-dynamically

приведены результаты моделирования процесса измерения ЭПР для случаев взаимодействующих и не взаимодействующих элементов тестового объекта.

### Заключение

Таким образом, достоверные результаты измерения ЭПР пространственно-протяженных объектов могут быть получены только при использовании реальных антенных систем. Использование для измерения ЭПР антенн с синтезированной апертурой накладывает ограничения на размеры

и форму объектов измерения, а также приводит к необходимости коррекции алгоритмов обработки результатов измерений ЭПР в части учета систематических погрешностей, связанных с удвоением пространственной частоты отраженных сигналов.

Для «точечных» объектов результаты измерения ЭПР реальными и синтезированными антеннами сопоставимы. При измерениях пространственно протяженных объектов с электродинамически связанными элементами необходимо использовать измерительные антенны с реальными апертурами.

### Список литературы

1. Понькин В.А., Мартынов Н.А., Кирьянов О.Е. Матричный метод оценки радиолокационных характеристик объектов в ближней и дальней зонах облучения и приема // Антенны. 2005. № 7/8 (98). С. 99–103.
2. Иванкин Е.Ф., Понькин В.А. Теоретические основы получения и защиты информации об объектах наблюдения. М.: Горячая линия–Телеком, 2008. 448 с.
3. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер [и др.]. М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
4. Теоретические основы радиолокации / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 558 с.

### References

1. Pon'kin V.A., Martynov N.A., Kir'yakov O.E. The matrix method for assessing the radar characteristics of objects in the near and far zones of exposure and reception. *Antenny*, 2005, no. 7/8 (98), pp. 99–103 (In Russ.)

2. Ivankin E.F., Pon'kin V.A. *The Theoretical Basis for Obtaining and Protecting Information about Objects of Observation*. Moscow: Goryachaya liniya–Telekom, 2008, 448 p. (In Russ.)
3. Kremer I.Ya. et al. *Spatial-Temporal Signal Processing*. Moskva: Radio i svyaz', 1984, 224 p. (In Russ.)
4. *Theoretical Foundations of Radar*. Ed. by Ya.D. Shirman. Moscow: Sov. radio, 1970. 558 p. (In Russ.)

---

## Physics of Wave Processes and Radio Systems

2020, vol. 23, no. 1, pp. 45–51

DOI 10.18469/1810-3189.2020.23.1.45-51

Received 7 February 2020  
Accepted 3 March 2020

### Measuring the radar cross section of objects with electro-dynamically related elements by measuring system with synthesized aperture antenna

E.S. Emelyanov , O.E. Kiryanov, V.A. Ponkin

N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy  
54a, Staryh Bolshevikov Street  
Voronezh, 394064, Russia

*Abstract* – The problem of measuring the effective scattering surface (radar cross section) by systems with a synthesized antenna aperture is considered. Using the methods of the statistical theory of detection and spatio-temporal signal processing, the regularities of the formation of the signal component of the optimal filter characterizing the magnitude of the RCS of the measured object are established. The results of mathematical modeling are consistent with the obtained laws.

*Keywords* – radar cross section, spatially extended objects, electrodynamic coupling of object elements, synthesized aperture antenna.

---

#### Информация об авторах

**Емельянов Евгений Сергеевич**, 1982 г. р., кандидат технических наук, заместитель начальника отдела Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).

*Область научных интересов:* разработка методов измерения радиолокационных характеристик объектов.

*E-mail:* cap\_emela@mail.ru

*ORCID:* <https://orcid.org/0000-0002-2836-1153>

**Кирьянов Олег Евгеньевич**, 1972 г. р., доктор технических наук, старший научный сотрудник, начальник управления Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).

*Область научных интересов:* математическое моделирование рассеяния электромагнитных волн на объектах сложной формы, измерения радиолокационных характеристик, обратные задачи дифракции.

*E-mail:* olegkir@inbox.ru

**Понькин Виктор Архипович**, 1942 г. р., доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).

*Область научных интересов:* разработка методов пространственно-временной обработки радиолокационных и оптических сигналов.

*E-mail:* vaiu@mil.ru

#### Information about the Authors

**Evgeny S. Emelyanov** was born in 1982, Candidate of Technical Sciences, Deputy Head of the Research Institute of MERC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia.

*Research interests:* development of methods for measuring the radar characteristics of objects.

*E-mail:* cap\_emela@mail.ru

*ORCID:* <https://orcid.org/0000-0002-2836-1153>

**Oleg E. Kiryanov** was born in 1972, Doctor of Technical Sciences, Senior Researcher, Head of the Directorate of the Research Institute of MERC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia.

*Research interests:* mathematical modeling of the scattering of electromagnetic waves by complex objects, measurement of radar characteristics, inverse diffraction problems.

*E-mail:* olegkir@inbox.ru

**Victor A. Ponkin** was born in 1942, Doctor of Technical Sciences, Professor, Chief Researcher of the Research Institute of MERC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia.

*Research interests:* development of methods for spatio-temporal processing of radar and optical signals.

*E-mail:* vaiu@mil.ru