

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ДАЛЬНОСТНЫЕ ПОРТРЕТЫ КРЫЛАТЫХ РАКЕТ В РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНАХ ДЛИН ВОЛН

Г. С. ЗАЛЕВСКИЙ, В. А. ВАСИЛЕЦ, О. И. СУХАРЕВСКИЙ

Рассматриваются результаты численного моделирования радиолокационных дальностных портретов крылатых ракет в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн. Для моделирования использованы численные методы, разработанные авторами для расчета характеристик вторичного излучения воздушных объектов сложной формы различных электрических размеров. Кратко описываются достоинства разработанных методов по сравнению с другими известными методами. Основное внимание уделяется анализу радиолокационных дальностных портретов крылатых ракет при различных ракурсах, поляризации и ширине спектра зондирующего сигнала, обсуждается возможность их применения при разработке алгоритмов распознавания радиолокационных объектов.

Ключевые слова: вторичное излучение, дальностный портрет, высокочастотный метод, метод интегральных уравнений, радиолокационный объект.

ВВЕДЕНИЕ

Расширение информационных возможностей является естественным требованием к радиолокационным системам различного назначения. Одним из способов решения указанной проблемы является расширение спектра зондирующего сигнала, что позволяет не только повысить точность измерения координат, но и реализовать выполнение практически важной радиолокационной задачи — распознавания классов (типов) объектов. При этом важно располагать информацией об особенностях вторичного излучения объектов локации. С этой целью применяются методы физического [1–3] и математического [2–10] моделирования, развивающиеся параллельно. Многообразие ситуаций, которые необходимо моделировать, существенное повышение возможностей компьютерной техники привело к появлению численных методов математического моделирования, позволяющих получать характеристики вторичного излучения (ХВИ) радиолокационных объектов (РЛО) с высокой точностью. Вместе с тем в настоящее время не существует универсальных методов, пригодных для расчета ХВИ воздушных РЛО для всего многообразия возможных сценариев. Исходя из используемого в радиолокации диапазона частот, наибольшее распространение получили методы расчета двух типов:

— высокочастотные, пригодные для расчета ХВИ объектов больших электрических размеров (большинство РЛО при локации в сантиметровом, дециметровом и метровом диапазонах) [2, 3, 6, 7, 9–11];

— основанные на решении интегральных уравнений (ИУ), эффективные для моделирования ХВИ объектов, соизмеримых с длиной зондирующей волны (объекты резонансных размеров — ракетная техника, беспилотные летательные аппараты (БПЛА), небольшие самолеты в метровом диапазоне длин волн) [4, 5, 8, 12–15].

В настоящей статье приведены ссылки на фундаментальные монографии и работы, посвященные современным методам расчета ХВИ РЛО различных электрических размеров. Кратко описаны разработанные авторами метод, основанный на решении ИУ магнитного поля (ИУМП) [13, 14], и высокочастотный асимптотический метод [6, 9–11], их достоинства при расчете ХВИ РЛО сложной формы по сравнению с другими известными методами. В работе приведены результаты моделирования радиолокационных дальностных портретов (РЛДП) крылатых ракет (КР) Taurus KEPD 350 и AGM86C в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн, при различных ракурсах, поляризации и ширине спектра зондирующего сигнала. Анализируется возможность применения полученных данных на этапе разработки алгоритмов распознавания РЛО.

1. ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Учитывая диапазон частот функционирования радиолокационных систем различного назначения, большинство типов РЛО могут относиться к высокочастотной (характерные размеры объекта много больше длины зондирующей волны λ_0) или резонансной (характерные размеры объекта соизмеримы с λ_0) областям. Некоторые элементы поверхности РЛО могут относиться к различным перечисленным выше областям и даже к релеевской области (характерные размеры много меньше λ_0). Анализ современных достижений показывает, что в настоящий момент не существует универсальных методов, пригодных для расчета ХВИ объектов различных электрических размеров. Далее в статье описаны методы расчета ХВИ объектов сложной формы, обеспечивающих хорошую точность расчета в различных частотных диапазонах.

1.1. Метод расчета характеристик вторичного излучения объектов резонансных размеров, основанный на решении интегрального уравнения. Для расчета ХВИ объектов резонансных размеров, поверхность которых с достаточной степенью точности может считаться идеально проводящей (ракетная техника, БПЛА, небольшие самолеты) авторами разработан метод, основанный на решении ИУМП [13, 14] для плотности тока на поверхности объекта S , которое представляется в виде двух скалярных уравнений:

$$\begin{cases} -\vec{\tau}_2^0 \cdot \vec{J}(\vec{Q}_0) \left(1 + \alpha(\vec{Q}_0)\right) + 2\vec{\tau}_1^0 \cdot \vec{H}^0(\vec{Q}_0) = \\ = \frac{2}{i\omega} \oint_{S \setminus s_0} \vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_1^0) \cdot \vec{J}(\vec{Q}) ds_Q, \\ \vec{\tau}_1^0 \cdot \vec{J}(\vec{Q}_0) \left(1 - \alpha(\vec{Q}_0)\right) + 2\vec{\tau}_2^0 \cdot \vec{H}^0(\vec{Q}_0) = \\ = \frac{2}{i\omega} \oint_{S \setminus s_0} \vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_2^0) \cdot \vec{J}(\vec{Q}) ds_Q, \end{cases} \quad (\vec{Q}_0 \in S), (1)$$

где $\vec{Q}, \vec{Q}_0$ — точки интегрирования и наблюдения соответственно $\vec{\tau}_1^0, \vec{\tau}_2^0$ — взаимно ортогональные орты, касательные к поверхности S в точке $\vec{Q}_0$, и составляющие правую тройку с вектором внутренней к S нормали $\vec{n}^0$ в данной точке; $\vec{J}^e(\vec{Q}) = \vec{n} \times \vec{H}(\vec{Q})$ — плотность поверхностного электрического тока;

$$\vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_{1(2)}^0) = -i\omega(\vec{\tau}_{1(2)}^0 \times \vec{\nabla} G(\vec{Q}_0, \vec{Q})),$$

$$G(\vec{Q}_0, \vec{Q}) = G(R) = \exp(ik_0 R)/4\pi R, \quad R = |\vec{Q} - \vec{Q}_0|;$$

$k_0 = 2\pi/\lambda_0$; $\vec{H}^0, \vec{H}$ — напряженности магнитного первичного и рассеянного поля соответственно. Интегрирование в (1) осуществляется по поверхности объекта, из которой исключена окрестность особой точки s_0 , заключенной внутри сферы радиуса $\rho_0 \ll \lambda_0$ с центром в точке $\vec{Q}_0$. Интеграл по s_0 в предположении, что на ней $\vec{J}(\vec{Q}) \approx \vec{J}(\vec{Q}_0)$ может быть приближенно вычислен аналитически [13, 14]:

$$I_{s_0} \approx \vec{\tau}_{2(1)}^0 \cdot \vec{J}(\vec{Q}_0) \alpha(\vec{Q}_0),$$

где

$$\alpha(\vec{Q}_0) = \frac{c_1 + c_2}{2ik_0} [(ik_0 \rho_0 - 2) \exp(ik_0 \rho_0) + 2],$$

$$c_{1(2)} = \frac{\partial^2 F(\vec{Q}(u_1, u_2))}{\partial u_{1(2)}^2} (\vec{\tau}_{1(2)}^0)^2 \left/ \left[2 \left| \nabla F(\vec{Q}) \right|_{\vec{Q}=\vec{Q}_0} \right] \right.,$$

(u_1, u_2) — локальная прямоугольная система координат с центром в точке $\vec{Q}_0$, оси которой направлены вдоль векторов $\vec{\tau}_1^0, \vec{\tau}_2^0$ соответственно, $F(\vec{Q}(u_1, u_2))$ — уравнение поверхности S в окрестности точки $\vec{Q}_0$.

Решив систему скалярных уравнений (1), можно найти магнитную составляющую рассеян-

ного идеально проводящим объектом электромагнитного поля (ЭМП) с помощью представления:

$$\begin{aligned} i\omega \vec{p}^0 \cdot \left(\vec{H}(\vec{Q}_0) - \vec{H}^0(\vec{Q}_0) \right) = \\ = - \oint_S \vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{p}^0) \cdot \vec{J}(\vec{Q}) ds_Q, \quad (\vec{Q}_0 \notin S), \end{aligned} \quad (2)$$

где $\vec{p}^0$ — единичный орт, задающий поляризацию принятого ЭМП.

Подробно достоинства и недостатки применения ИУ для расчета ХВИ сложных объектов изложены в работах [8, 16]. Разработанный на основе (1) и (2) алгоритм расчета учитывает следующие особенности решения ИУ. ИУМП целесообразно применять для объемных объектов с малой кривизной [4, 5, 8]. Для точного расчета плотности тока на электрически тонких участках поверхности рассеивателя (крылья, стабилизаторы летательных аппаратов) с помощью ИУМП требуется принятие дополнительных мер. В частности, методы повышения точности решения ИУМП приводятся в работах [16-19]. Применение специального метода нанесения узлов тока на поверхность объекта и алгоритм интегрирования поля $\vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_{1(2)}^0)$ по поверхности S с применением составной пятиточечной формулы Гаусса в сочетании с методом выделения особенности [14] позволяет с хорошей точностью вычислять плотность поверхностного тока на электрически тонких элементах поверхности. Кроме того, известным недостатком метода ИУ является наличие неоднозначных решений при резонансах, обусловленных собственными колебаниями внутренней области идеально проводящего объекта [4, 5, 8]. Данные нежелательные резонансы являются следствием несовершенства математического аппарата. Для их устранения применяется способ, основанный на дополнении системы (1) уравнениями, обеспечивающими выполнение условия равенства нулю ЭМП внутри объекта [5, 8] (количество дополнительных узлов внутри объекта составляет 10-15% от количества узлов тока на его поверхности). Образованная в результате переопределенная система решается методом наименьших квадратов. Такой подход, на наш взгляд, является более оправданным по сравнению с другим методом, основанным на решении ИУ комбинации ИУ магнитного и электрического поля [8, 12] и требующего учета особенностей обоих типов ИУ.

Для решения ИУ применительно к объектам сложной формы применяются итерационные методы решения, позволяющие сократить объем необходимой компьютерной памяти и время вычислений. В работах [8, 12] описан многоуровневый быстрый мультипольный алгоритм (MLFMA), и в [12] приведены результаты расчета ХВИ моделей самолетов и ракет, полученные

с помощью численного метода решения ИУКП, основанного на применении MLFMA. При этом исследуемые модели принадлежали к высокочастотной области. Результаты расчета ХВИ объектов резонансных размеров сложной формы в известных работах практически отсутствуют.

Предлагаемый в настоящей статье метод также предусматривает итерационный алгоритм решения ИУМП и предназначен для расчета ХВИ объектов, характерные размеры которых относятся к резонансной области. К таким объектам относятся ракетная техника, БПЛА и небольшие самолеты в метровом диапазоне длин волн. Проведенные вычисления для ряда объектов простой формы, их сравнение с результатами физических экспериментов и данными расчетов, полученными другими авторами [14], свидетельствуют о том, что разработанный алгоритм имеет ряд преимуществ, главными из которых являются сокращенный объем компьютерной памяти и время вычислений при сохранении хорошей точности расчетов.

1.2. Асимптотический метод расчета характеристик вторичного излучения объектов больших электрических размеров. Для расчета ХВИ РЛО больших электрических размеров, к которым относятся большинство воздушных объектов в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах, применение высокочастотных методов [2, 3, 6, 7, 9–11], лишенных трудностей, возникающих при решении ИУ, на наш взгляд является более предпочтительным.

Классические асимптотические методы высокочастотной дифракции [2, 3, 7] без принятия специальных мер не позволяют рассчитывать ХВИ объектов сложной формы, при возможном наличии радиопоглощающих материалов на поверхности объекта, в том числе на ее изломах, в общем случае разнесенного приема. В связи с этим получение характеристик рассеяния реальных РЛО больших электрических размеров требует создания обобщенных методов расчета ХВИ, учитывающих перечисленные факторы. В статье излагается разработанный авторами метод расчета ХВИ воздушных электрически больших объектов сложной формы с неидеально отражающей поверхностью [6, 9–11]. Метод основан на раздельном оценивании вкладов гладкой и кромочной частей поверхности объекта в общее рассеянное ЭМП.

Согласно разработанному методу, напряженность электрического поля $\vec{E}^p$, рассеянного объектом (в том числе частично или полностью покрытым радиопоглощающим материалом) в направлении $\vec{r}^0$, представляется следующим образом [6, 9–11]:

$$\vec{p}^0 \cdot \vec{E}^p(R, \vec{r}^0) = -jk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\exp(jk_0 R)}{4\pi R} (\vec{p}^0 \cdot \vec{I}(\vec{r}^0)), \quad (3)$$

где ε_0 , μ_0 — диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства;

$$\vec{I}(\vec{r}^0) = \int_S \left[\vec{J}^e - \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} (\vec{J}^m \times \vec{r}^0) \right] \exp(-ik_0(\vec{r}^0 \cdot \vec{Q})) dS;$$

$\vec{Q}$ — радиус-вектор текущей точки на поверхности объекта S ; R — расстояние от центра объекта до точки наблюдения; $\vec{J}^e = \vec{n} \times \vec{H}$, $\vec{J}^m = \vec{n} \times \vec{E}$, $(\vec{E}, \vec{H})$ — составляющие полного ЭМП, $\vec{n}$ — орт внешней к S нормали. Поверхность S выбирается так, чтобы она совпадала с поверхностью РЛО везде, кроме окрестностей изломов, где она проходит по тороидальной поверхности кругового сечения, “натянутой” на излом (рис. 1). Вспомогательный тор охватывает кромку и радиопоглощающее покрытие, возможно расположенное на ребре. Радиус сечения тора выбирается так, чтобы поле в точках пересечения тора с гранями кромки уже практически не содержало вкладов, вызванных рассеянием от кромки, и могло рассчитываться в приближении физической оптики как для гладких участков поверхности. Для практических расчетов этот радиус выбирается равным $0,5\lambda_0$. Таким образом, поверхность S можно представить в виде суммы $S = S_1 + S_0$, где S_1 совпадает с гладкими участками поверхности, а S_0 — поверхность тороидальных окрестностей кромок. Интеграл в (3) представляется в виде суммы:

$$\vec{I}(\vec{r}^0) = \vec{I}_{S_1}(\vec{r}^0) + \vec{I}_{S_0}(\vec{r}^0).$$

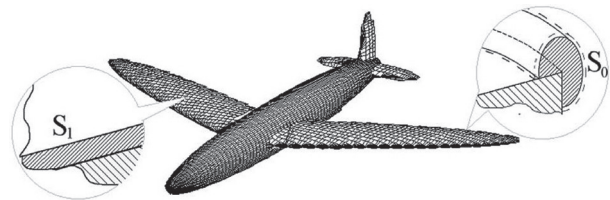


Рис. 1. Модель поверхности РЛО, используемая в высокочастотном асимптотическом методе

В случае идеально проводящего РЛО составляющая $\vec{J}^e = \vec{n} \times \vec{H}$ на поверхности S_1 находится с использованием физоптических представлений. Кроме того, на S_1 $\vec{J}^m = 0$. ЭМП в окрестности кромки на S_0 вычисляется с помощью оригинального метода, предложенного авторами [6, 9–11]. При этом в качестве модельной задачи рассматривается рассеяние ЭМП на идеально проводящем клине (ребро которого возможно покрыто радиопоглощающим материалом) [20]. Сравнение результатов расчета, полученных с помощью приведенного высокочастотного асимптотического метода, с данными физического эксперимента [9], свидетельствуют о высокой точности вычислений ХВИ воздушных объектов больших электрических размеров.

Описанные методы позволяют рассчитывать ХВИ реальных воздушных объектов в частотной области при заданных пространственных, поляризационных и время-частотных параметрах

зондирующего сигнала, как при совмещенном, так и при разнесенном приеме.

Для использования описанных методов создан пакет прикладных программ для создания моделей поверхностей РЛО. В обоих случаях поверхность объекта аппроксимируется участками трехосных эллипсоидов. При этом при создании моделей учитываются индивидуальные особенности каждого алгоритма расчета.

На рис. 2 изображены модели поверхностей КР Taurus KEPD 350 [21] (а) и AGM86C [22] (б) соответственно. В табл. 1 и 2 представлены характерные размеры рассматриваемых объектов.

Таблица 1

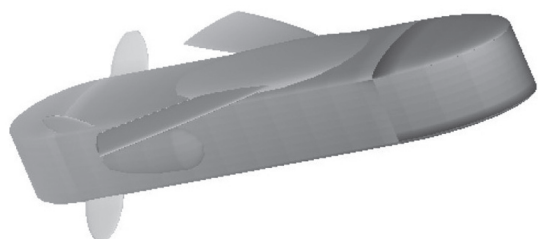
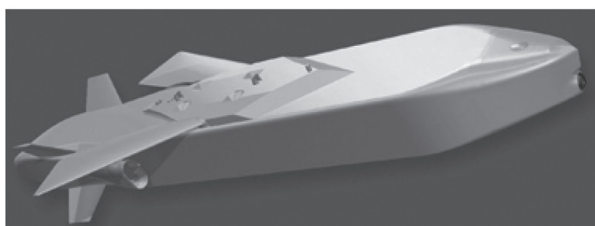
Характеристики КР Taurus KEPD 350 [21]

Характеристика	Значение, м
Длина, м	5,1
Ширина, м	1,08
Высота, м	0,805
Размах крыла, м	2,064
Стреловидность крыла, град.	60

Таблица 2

Характеристики КР AGM-86C [22]

Характеристика	Значение
Длина, м	6,32
Диаметр, м	0,62
Размах крыла, м	3,66



а



б

Рис. 2. Модели КР Taurus KEPD 350 (а) и AGM86C (б)

Представленные на рис. 2 модели поверхностей КР использовались при моделировании их РЛДП, которые анализируются далее. Применительно к методу, основанному на решении ИУМП, поверхности КР Taurus KEPD 350 и AGM86C аппроксимировались участками 26 и 13 эллипсоидов соответственно. При расчетах высокочастотным асимптотическим методом использовалась модель поверхности КР AGM86C, состоящая из участков 12 эллипсоидов и 15 прямых кромочных участков. В настоящей работе рассматриваются идеально проводящие модели поверхностей КР.

2. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ДАЛЬНОСТНЫЕ ПОРТРЕТЫ КРЫЛАТЫХ РАКЕТ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЯХ

В настоящем разделе представлены результаты моделирования РЛДП КР при различных условиях облучения. Портреты получены путем применения обратного преобразования Фурье к частотным откликам объектов на зондирующий сигнал с прямоугольным амплитудно-частотным спектром и фазочастотным спектром, равным нулю. Использовалось преобразование, основанное на кусочно-линейной аппроксимации амплитудной и фазовой функции частотного отклика между узлами. Используемое преобразование эффективно при интегрировании быстроосциллирующих частотных откликов РЛО сложной формы, наблюдаемых в различных частотных диапазонах. Вычисления проводились для ширины спектра Δf , равной 300 МГц и 100 МГц. Моделирование частотных откликов КР в метровом диапазоне проводилось с помощью метода, основанного на итерационном алгоритме решения ИУМП, описанного в подразделе 1.1. Для вычислений в дециметровом и сантиметровом диапазонах применялся высокочастотный асимптотический метод (раздел 1.2). Значения минимальных, максимальных частот (f_1, f_2) и длин волн (λ_1, λ_2), соответствующих спектрам зондирующих сигналов, использовавшихся при моделировании, приведены в табл. 3.

Таблица 3

Частотные параметры зондирующих сигналов, использовавшихся при моделировании сигналов, отраженных КР

Ширина спектра Δf , МГц	Частота, МГц		Длина волны, м	
	f_1	f_2	λ_1	λ_2
Метровый диапазон				
300	100	400	3	0,75
100	200	300	1,5	1
Дециметровый диапазон				
300	850	1150	0,353	0,261
100	950	1050	0,316	0,286
Сантиметровый диапазон				
300	9850	10150	0,03046	0,02956
100	9950	10050	0,03015	0,02985

Интервал дискретизации по частоте составлял 10 МГц. При получении РЛДП частотные отклики КР взвешивались функцией Хемминга. При этом обеспечивалась разрешающая способность по дальности $\delta_r = 0,71$ м для $\Delta f = 300$ МГц и $\delta_r = 2,13$ м для $\Delta f = 100$ МГц. РЛДП соответствуют совмещенному приему для горизонтальной ($\vec{E}$ параллелен плоскости крыла) и вертикальной ($\vec{E}$ ориентирован в плоскости, проходящей через вектор направления облучения и перпендикулярной плоскости крыла) поляризации. Направлению облучения объектов соответствовал угол места $\varepsilon = 3^\circ$, отсчитываемый от плоскости крыла в нижнюю полусферу. Рассмотрены портреты для трех азимутальных ракурсов — $\beta = 0$ (носовой ракурс), $\beta = 90^\circ$ (боковой ракурс) и $\beta = 60^\circ$. Соответствующую ориентацию КР в горизонтальной плоскости показано на рис. 3. Для удобства интерпретации на РЛДП, показанных на рис. 4–7, цифрами в кружках отмечены локальные максимумы, соответствующие элементам конструкции летательных аппаратов. Амплитуды РЛДП КР в заданной полосе частот пронормированы по максимальному значению амплитуды импульсного отклика при $\beta = 90^\circ$ на горизонтальной поляризации. На рис. 4–7 по горизонтальной оси отложено расстояние r , положительные значения которого соответствуют удалению от источника.

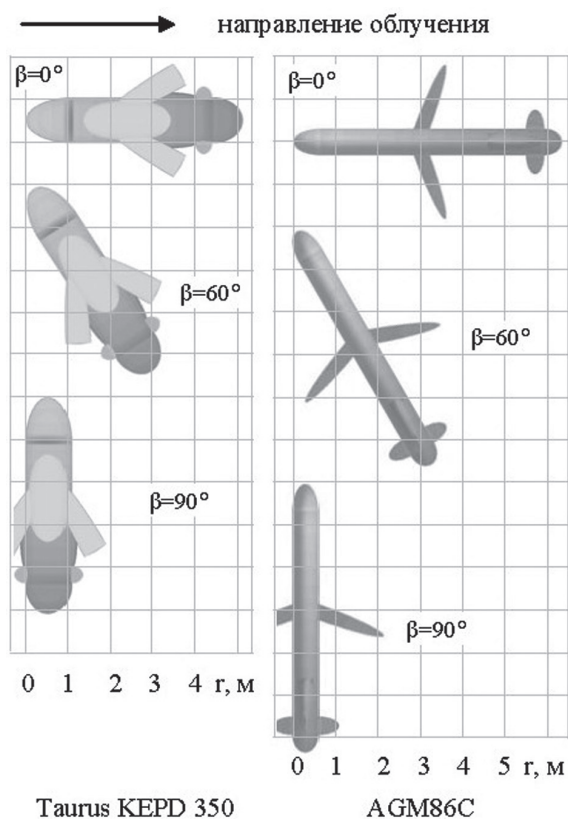


Рис. 3. Ракурсы КР, для которых получены их РЛДП

На рис. 4 и 5 представлены РЛДП КР Taurus KEPD 350 и AGM86C соответственно, для зонди-

рующего сигнала метрового диапазона (табл. 3) на двух поляризациях, рассчитанные с применением итерационного алгоритма решения ИУМП.

Для сравнения на рис. 6 и 7 показаны РЛДП КР AGM86C в дециметровом и сантиметровом диапазонах (табл. 3) соответственно, полученные с помощью высокочастотного асимптотического метода. Ввиду того, что в данных диапазонах РЛДП КР на ортогональных поляризациях отличаются незначительно, в статье демонстрируются результаты только для горизонтальной поляризации. Рассмотрим сначала РЛДП, соответствующие разрешению по дальности $\delta_r = 0,71$ м (черные линии на рис. 4–7).

На РЛДП КР в метровом диапазоне четко просматриваются разрешаемые локальные максимумы, соответствующие основным элементам конструкции КР. На РЛДП КР Taurus KEPD 350 (рис. 4) при $\beta = 0$ это носовая часть — 1, передняя часть крыла — 2, задняя оконечность крыла — 3, стабилизаторы — 4. Отклики горизонтально ориентированных крыльев на вертикальной поляризации имеют существенно меньшую амплитуду. При ракурсе $\beta = 60^\circ$ на горизонтальной поляризации четко определяются отклики от носовой части — 1, передней части крыла — 2 (облучается под прямым углом, рис. 3), отклик, обусловленный взаимодействием фюзеляжа и дальнего (в направлении зондирования) крыла — 3, хвостовой части фюзеляжа — 4. При том же ракурсе на вертикальной поляризации отклик передней части крыла отсутствует и сливается с отражением от хвостовой части фюзеляжа — 4. Следует отметить, что при $\beta = 60^\circ$ на обеих поляризациях появляется отклик, обусловленный "ползущей" волной, обогнувшей заднюю часть фюзеляжа — 5. РЛДП КР Taurus при боковом ракурсе $\beta = 90^\circ$ представляет собой практически неискаженный импульс от фюзеляжа — 1 и отклик, обусловленный "ползущей" по поверхности фюзеляжа волной — 2. Амплитуда второго отклика на вертикальной поляризации существенно больше, что можно пояснить преобладающими на этой поляризации токами, текущими перпендикулярно оси фюзеляжа. Сигналы, обусловленные "ползущей" поверхностной волной, — известное явление, присущее зондированию объектов резонансных размеров, и содержит информацию о его геометрических размерах [23, 24].

РЛДП КР AGM86C при зондировании в метровом диапазоне (рис. 5) при носовом ракурсе $\beta = 0$ на обеих поляризациях содержат локальные максимумы, порождаемые носовой частью — 1 (сдвоенный отклик), крыльями — 2, 3, воздухозаборником турбины — 4, стабилизаторами и килем — 5 (рис. 3). При ракурсе $\beta = 60^\circ$ РЛДП AGM86C на ортогональных поляризациях существенно отличаются. Оба РЛДП содержат отклик — суперпозицию отражений носовой части и окончания ближнего (в направлении зондирования) крыла — 1, результат взаимодействия

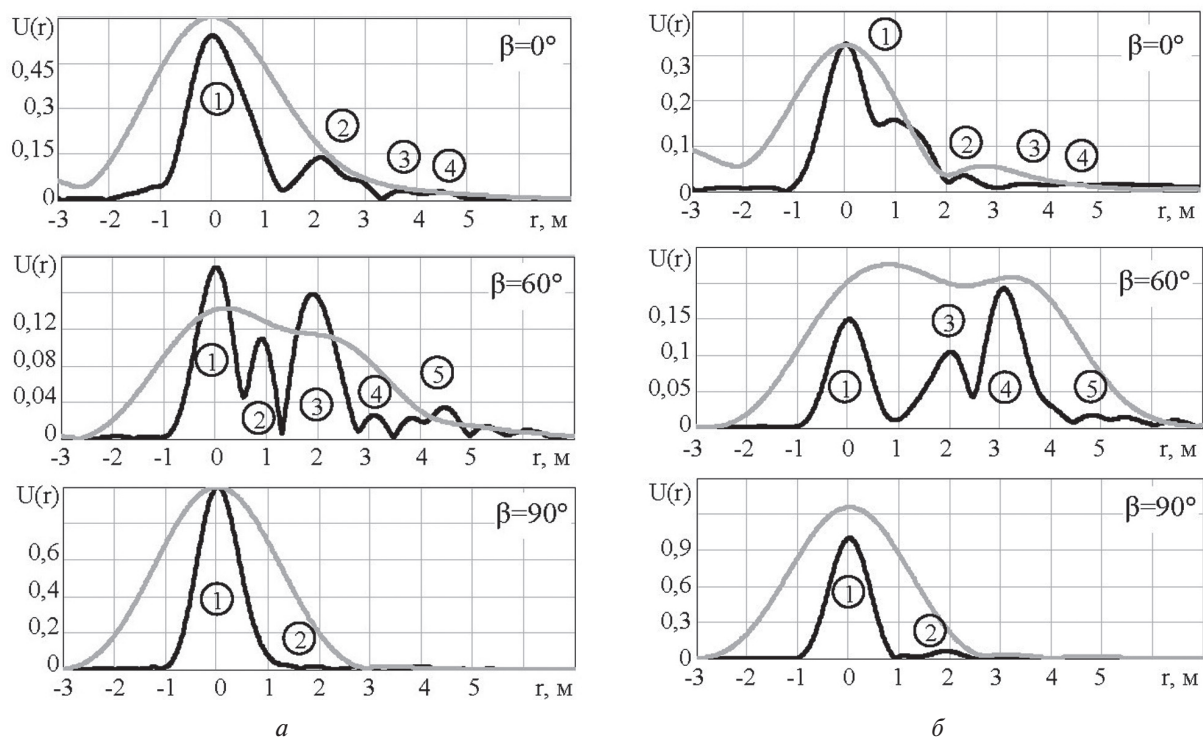


Рис. 4. РЛДП КР Taurus KEPD 350 при зондировании сигналом метрового диапазона на горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризациях

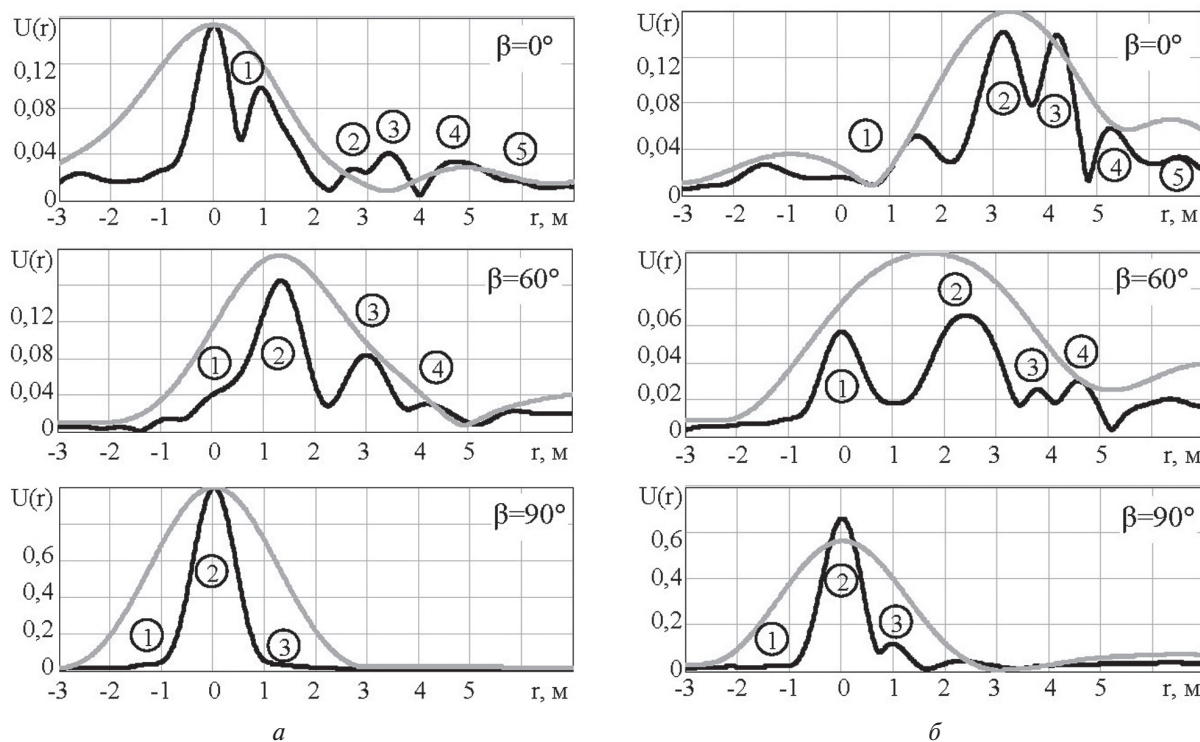


Рис. 5. РЛДП КР AGM86C при зондировании сигналом метрового диапазона на горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризациях

центральной части фюзеляжа, крыльев и воздухозаборника турбины – 2, отклик задней части фюзеляжа с килем и стабилизаторами – 3. Так же, как и в портретах КР Taurus KEPD 350, при данном ракурсе наблюдается отклик, обусловленный сигналом, обогнувшим заднюю часть фюзеляжа – 5. При боковом ракурсе $\beta=90^\circ$ РЛДП на двух поляризациях содержат три локальных максимума: относительно слабый отклик от

конца ближнего (в направлении зондирования, рис. 3) крыла – 1, практически неискаженный мощный импульс, отраженный фюзеляжем – 2 и отклик, обусловленный "ползущей" поверхностной волной, обогнувшей фюзеляж – 3.

Следует отметить существенные различия РЛДП двух рассматриваемых КР на ортогональных поляризациях, присущих именно резонансному диапазону. Как уже отмечалось, РЛДП КР

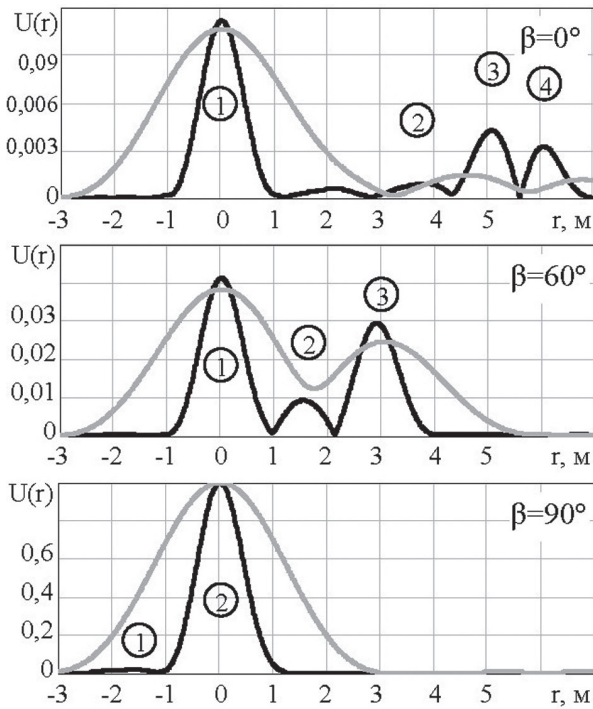


Рис. 6. РЛДП КР AGM86С при зондировании сигналом дециметрового диапазона на горизонтальной поляризации

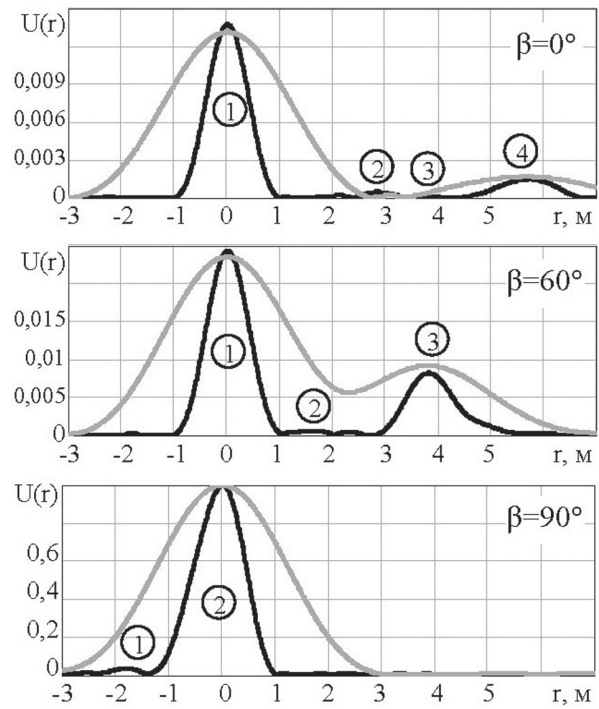


Рис. 7. РЛДП КР AGM86С при зондировании сигналом сантиметрового диапазона на горизонтальной поляризации

в дециметровом и сантиметровом диапазонах на горизонтальной и вертикальной поляризациях практически не отличаются в виду больших электрических размеров основных элементов конструкции КР.

РЛДП КР AGM86С в дециметровом (рис. 6) и сантиметровом (рис. 7) диапазонах при носовом ракурсе содержат локальные максимумы, порожденные отражением от носовой части – 1, крыльев – 2, воздухозаборника турбины – 3, киля со стабилизаторами – 4. При ракурсе $\beta=60^\circ$ РЛДП содержат по три отклики: от носовой части – 1, передней кромки крыла – 2, задней части фюзеляжа с килем и стабилизаторами. РЛДП, соответствующие боковому зондированию ($\beta=90^\circ$), содержат отклик от конца ближнего (в направлении зондирования, рис. 3) крыла – 1 и импульс, отраженный фюзеляжем – 2.

РЛДП рассмотренных РЛО при худшем разрешении по дальности $\delta_r=2,13$ м показаны на рис. 4–7 серыми линиями. Как видно из приведенных результатов, применение такого зондирующего сигнала позволяет лишь судить о протяженности объекта в радиальном направлении. Это видно на портретах при ракурсах, отличных от бокового, когда продольный размер объектов превышает $\delta_r=2,13$ м (на рис. 4–7 это азимутальные ракурсы 0 и 60°).

Из анализа приведенных результатов моделирования можно сделать следующие практические выводы. РЛДП КР в метровом диапазоне – объектов резонансных размеров, имеют следующие особенности. В то время, как портреты КР в дециметровом и сантиметровом диапазоне характеризуются четким расположением

локальных максимумов, обусловленных отражениями от разрешаемых элементов конструкции РЛО, на оси радиальной дальности, отклики рассмотренных КР в метровом диапазоне могут содержать отклики, обусловленные сложным взаимодействием между отдельными элементами конструкции (в частности портреты при $\beta=60^\circ$). РЛДП КР в метровом диапазоне на горизонтальной и вертикальной поляризациях существенно отличаются. В дециметровом и сантиметровом диапазоне портреты КР на ортогональных поляризациях практически совпадают. С точки зрения простоты интерпретации данных для зондирования рассмотренных КР в метровом диапазоне предпочтительным является применение зондирующих сигналов с горизонтальной поляризацией.

Как и следовало ожидать, РЛДП во всех трех рассмотренных диапазонах существенно зависят от ракурса РЛО, что затрудняет реализацию задачи распознавания воздушных объектов по дальностным портретам. В этой связи следует отметить важное достоинство применения зондирующих сигналов резонансного по отношению к РЛО диапазона длин волн. Эффекты, наблюдаемые на рис. 4 и 5, обусловленные существованием "ползущих" волн, распространяющихся по поверхности объектов, связаны с их размерами или с так называемыми комплексными собственными резонансами (КСР) [23, 24]. Свойства и методы выделения КСР описаны в работах [23–29]. КСР не зависят от ракурса объекта, поэтому их удобно использовать в качестве признаков распознавания и тем самым уменьшить число параметров алгоритма распознавания [23–29].

Использование зондирующих сигналов метрового диапазона является предпочтительным при локации КР и БПЛА не только с точки зрения распознавания. Результаты расчетов показывают, что медианные значения ЭПР КР и БПЛА в метровом диапазоне при азимутальных ракурсах 0–45° превышают аналогичные значения для дециметрового и сантиметрового диапазонов на два порядка. Энергетический выигрыш приведет к повышению дальности обнаружения воздушных РЛО резонансных размеров

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье кратко описаны разработанные авторами методы расчета ХВИ воздушных объектов сложной формы и различных электрических размеров. Предложенные методы позволяют рассчитывать ХВИ моделей реальных воздушных РЛО в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн. Для расчета ХВИ объектов резонансных размеров (ракетная техника, БПЛА, небольшие самолеты в метровом диапазоне) предложен метод, основанный на итерационном алгоритме решения ИУМП. Для объектов больших электрических размеров в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах целесообразно применять высокочастотный асимптотический метод, основанный на раздельном оценивании вкладов гладкой и кромочной частей поверхности объекта в общее рассеянное ЭМП.

С помощью разработанных авторами методов проведено моделирование РЛДП КР Taurus KEPD 350 и AGM86C в различных диапазонах длин волн.

Основное внимание в статье уделено анализу полученных РЛДП КР для различных условий облучения, выявлению особенностей РЛДП в различных диапазонах длин волн. Такие данные сравнения в известной литературе отсутствуют. Также проанализированы возможности применения полученных данных для разработки алгоритмов распознавания воздушных объектов. На примерах РЛДП моделей реальных воздушных объектов показаны достоинства применения для распознавания РЛО сигналов резонансного по отношению к объекту диапазона. Разработанный алгоритм расчета ХВИ объектов резонансных размеров позволяет исследовать КСР моделей реальных воздушных объектов, которые не зависят от ракурса облучения и могут использоваться в качестве признаков распознавания.

Литература

- [1] Майзельс Е. Н., Торгованов В. А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей / Под ред. М. А. Колосова. — М.: Сов. радио, 1972. — 232 с.
- [2] Львова Л. А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов. — Снежинск: Изд-во РФЯЦ — ВНИИТФ, 2003. — 232 с.
- [3] Knott E. F., J. F. Shaeffer, M. T. Tuley. Radar Cross Section. Second Edition. — Boston, London: Artech House, 1993. — 611 p.
- [4] Вычислительные методы в электродинамике/ Под ред. Р. Миттры. — М.: Мир, 1977. — 485 с.
- [5] Васильев Е. Н. Возбуждение тел вращения. — М.: Радио и связь, 1987. — 272 с.
- [6] Shirman Ya.D. et. al. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering Recognition, Detection and Tracking, Ya.D. Shirman (ed). — Norwood, M.A.: Artech House, 2002. — 382 p.
- [7] Уфимцев П. Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. — М.: Бином, 2007. — 366 с.
- [8] Gibson W. C. The Method of Moments in Electromagnetics. — Boca Raton London New York: Chapman & Hall / Taylor & Francis Group, 2008. — 288 p.
- [9] Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами: монография / О. И. Сухаревский, В. А. Василец, С. В. Кукобко и др. // Под ред. О. И. Сухаревского. — Х.: ХУ РС, 2009. — 468 с.
- [10] Ultrawideband Radar. Application and Design / J. D. Taylor, O. I. Sukharevsky, V. A Vasilets and others // Edited by James D. Taylor. — Boca Raton, London, New York: SRC Press Taylor & Francis Groupe, 2012. — 520 p.
- [11] Сухаревский О. И., Василец В. А. Математическое моделирование радиолокационных дальностных портретов воздушных объектов // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2013. Т. 56, № 11. — С. 3-15.
- [12] Eibert T. F. Some scattering results computed by surface-integral-equation and hybrid finite-element — boundary-integral techniques, accelerated by the multi-level fast multipole method // IEEE Antennas and Propagation Magazine. — 2007. — Vol. 49, No 2. — P. 61-69.
- [13] Сухаревский О. И., Залевский Г. С., Нечитайло С. В., Сухаревский И. О. Моделирование характеристик рассеяния воздушных объектов резонансных размеров в метровом диапазоне волн // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2010. Т. 53, № 4. — С. 51-57.
- [14] G. S. Zalevsky, O. I. Sukharevsky. Secondary Emission Characteristics of Resonant Perfectly Conducting Objects of Simple Shape // Proceedings of International Conference on Antenna Theory and Techniques, ICATT'13. Odessa, Ukraine. 16-20 Sept. 2013. Ukrainepp. Odessa, Ukraine. — 2013. — P. 145-147.
- [15] FEKO Comprehensive Electromagnetic Solutions. The Complete Antenna Design and Placement Solution. — Режим доступа: <http://www.feko.info>.
- [16] Su Yan, Jian-Ming Jin, Zaiping Nie. Improving the Accuracy of the Second-Kind Fredholm Integral Equations by Using the Buffa-Christiansen Functions // IEEE Transactions on Antenna and Propagations. — 2011. — Vol. 59, No 4. — P. 1299-1310.
- [17] Juan M. Rius, Eduard Úbeda, Josep Parron. On the Testing of the Magnetic Field Integral Equation With RWG Basis Functions in Method of Moments // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2001. — Vol. 49, No 11. — P. 1550-1553.
- [18] Levent Gürel, Özgür Ergül. Singularity of the Magnetic Field Integral Equation and its extraction // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. — 2005. — Vol. 4. — P. 229-232.
- [19] Özgür Ergül, Levent Gürel. Linear-Linear Basis Functions for MLFMA Solutions of Magnetic Field and Combined Field Integral Equations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2007. — Vol. 55, — No 4. — P. 1103-1110.

- [20] Сухаревский О. И., Добродняк А. Ф. Трехмерная задача дифракции на идеально проводящем клине с радиопоглощающим цилиндром на ребре // Известия вузов. Радиофизика. — 1988. — Т. 31, № 9. — С. 1074-1081.
- [21] Taurus KEPD 350. The Modular Stand-off Missile for Precision Strike Against HDBT. — Режим доступа: <http://www.taurus-systems.de>.
- [22] Авиационная энциклопедия “Уголок неба”. AGM-86C/D-CALCM. — Режим доступа: <http://www.airwar.ru/weapon/kr/agm86.html>.
- [23] Gaunaurd G.C., Uberall H., Nagl A. Complex-frequency poles and creeping-wave transients in electromagnetic-wave scattering // Proceedings of the IEEE. — 1983. — Vol. 31, No 1. — P. 172-174.
- [24] Костылев А. А. Идентификация радиолокационных целей при использовании сверхширокополосных сигналов: методы и приложения // Зарубежная радиоэлектроника. — 1984. — № 4. — С. 75-102.
- [25] Baum C., Rothwell E., Chen K., Nyquist D. The singularity expansion method and its application to target identification // Proceedings of the IEEE. — 1991. — Vol. 79, No 10. — P. 1481-1492.
- [26] Mooney J. E., Ding Z., Riggs L. S. Robust target identification in white Gaussian noise for ultra wide-band radar systems // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 1998. — Vol. 46, No 12. — P. 1817-1823.
- [27] Mooney J. E., Ding Z., Riggs L.S. Performance Analysis of a CLRT automated Target discrimination scheme // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 2001. — Vol. 49, No. 12. — P. 1827-1835.
- [28] In-Sik Choi, Joon-Hu Lee, Hyo-Tae Kim, Rothwell E. J. Natural frequency extraction using late-time evolutionary programming-based CLEAN // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 2003. — Vol. 51, No. 12. — P. 3285-3292.
- [29] Chen Wei Cher, Shuley N. V. Z. Robust Target Identification Using a Modified Generalized Likelihood Ratio Test // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 2014. — Vol. 62, No 1. — P. 264-273.

Поступила в редколлегию 25.02.2014



Залевский Геннадий Станиславович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, докторант Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: методы расчета характеристик вторичного излучения радиолокационных объектов резонансных размеров в интересах расширения информационных возможностей радиолокационных систем различного назначения.



Василец Виталий Алексеевич, доктор технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: высокочастотные методы расчета характеристик

вторичного излучения радиолокационных объектов в интересах расширения информационных возможностей радиолокационных систем различного назначения.



Сухаревский Олег Ильич, Заслуженный деятель науки и техники Украины, доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: электродинамика, теория дифракции электромагнитных волн.

УДК 621.396.96

Радіолокаційні дальнісні портрети крилатих ракет в різних діапазонах довжин хвиль / Г. С. Залевський, В. О. Василець, О. І. Сухаревський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 20–28.

Розглядаються результати чисельного моделювання радіолокаційних дальнісних портретів крилатих ракет у метровому, дециметровому і сантиметровому діапазонах довжин хвиль. Для моделювання застосовано чисельні методи, розроблені авторами для розрахунку характеристик вторинного випромінювання повітряних об'єктів складної форми різних електричних розмірів. Стисло описуються переваги розроблених методів порівняно з іншими відомими методами. Основна увага приділяється аналізу радіолокаційних дальнісних портретів крилатих ракет за різних ракурсів, поляризації та ширини спектра зондувального сигналу, обговорюється можливість їх використання під час розробки алгоритмів розпізнавання радіолокаційних об'єктів.

Ключові слова: вторинне випромінювання, дальнісний портрет, високочастотний метод, метод інтегральних рівнянь, радіолокаційний об'єкт.

Табл.: 03. Іл.: 07. Бібліогр.: 29 найм.

UDC 621.396.96

Radar range profiles of cruise missiles in different wave bands / G. S. Zalevskiy, V. A. Vasilets, O. I. Sukharevskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 20–28.

Results of numerical modeling of radar range profiles of cruise missiles in VHF, UHF, and SHF bands are considered. Numerical methods developed by the authors for calculating secondary emission characteristics of aerial objects of complex shape and different electrical sizes have been used for modelling. Advantages of the developed methods are briefly described in comparison with other known methods. Primary attention is devoted to analysing cruise missile radar range profiles for different foreshortening, polarizations and bandwidths of a sounding signal. Besides, possibilities of their application at the stage of developing noncooperative radar target identification algorithms are discussed.

Keywords: secondary emission, range profile, high frequency method, integral equation method, radar object.

Tab.: 03. Fig.: 07. Ref.: 29 items.