

Моделирование процесса радиолокационного обнаружения с использованием цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения

А. С. Григорьев², А. А. Казанцев¹, А. М. Терентьев^{1✉}, Б. С. Ставцев¹

¹Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

²Войсковая часть 03863, Чехов, Россия

✉ vka@mil.ru

Аннотация

Введение. Сегодня кардинально меняется концепция разработки изделий. Применение технологий цифровых двойников позволяет перенести центр тяжести разработки на самые ранние стадии и существенно снизить возможные риски, затрачиваемые временные и материальные ресурсы. Классические статистические подходы к оцениванию обнаруживающей способности радиолокационных средств не позволяют получить полную динамическую картину в силу большого количества изменяемых параметров.

Цель работы. Разработка методико-алгоритмического обеспечения моделирования процесса радиолокационного обнаружения с использованием цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения.

Материалы и методы. Множители уравнения радиолокации представлены характеристиками, зависящими от частотных, угловых, поляризационных параметров и рассчитываемыми с использованием цифровых моделей (двойников). Для расчета характеристик направленности антенного элемента и характеристики обратного рассеяния объекта использованы методы численной электродинамики, реализованные в среде автоматического проектирования ANSYS HFSS. Методами математического и компьютерного моделирования осуществлена взаимная увязка результатов численного моделирования. Для формирования характеристики направленности антенной решетки, получения динамической зависимости отношения сигнал/шум и анализа вероятности правильного обнаружения применялся пакет прикладных программ MATLAB.

Результаты. Продемонстрирована возможность применения технологии цифровых двойников для проверки обнаруживающей способности радиолокационной станции при наблюдении объектов заданного класса. Рассчитана динамическая зависимость отношения сигнал/шум для заданных радиолокационной станции, объекта наблюдения и фоновых сценария, представленных своими цифровыми моделями. Рассчитана гистограмма плотности распределения вероятности правильного обнаружения, которая демонстрирует плохую обнаруживающую способность радиолокационной станции при наблюдении объекта заданного класса.

Заключение. Значимость настоящего исследования заключается в разработке методико-алгоритмического обеспечения с использованием технологии цифровых двойников, позволяющего оценить вероятность обнаружения объектов заданного класса радиолокационным средством при реализации тех или иных технических решений на ранних этапах (стадиях) его разработки.

Ключевые слова: цифровой двойник, цифровая модель, радиолокационная станция, антенная решетка, космический аппарат, обнаружение, вероятность обнаружения

Для цитирования: Моделирование процесса радиолокационного обнаружения с использованием цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения / А. С. Григорьев, А. А. Казанцев, А. М. Терентьев, Б. С. Ставцев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 102–115. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-102-115

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 01.08.2024; принята к публикации после рецензирования 25.10.2024; опубликована онлайн 28.02.2025

Radar Detection Simulation by Digital Twins of Target and Antenna System

Alexander S. Grigoriev², Alexander A. Kazantsev¹,
Alexey M. Terentyev¹✉, Boris S. Stavtsev¹

¹Mozhaisky Military Space Academy, St Petersburg, Russia

²Military unit 03863, Chekhov, Russia

✉ vka@mil.ru

Abstract

Introduction. The entire concept of product development is currently undergoing significant changes. The application of digital twin technology allows the focus of development to be shifted to the earliest stages, thereby significantly reducing not only potential risks, but also saving the required time and material resources. Classical statistical approaches to evaluating the detection capabilities of radar systems fail to provide a complete dynamic picture due to the large number of varying parameters.

Aim. Development of an algorithmic support for simulating the radar detection process using digital twins of the antenna system and the observation object.

Materials and methods. Radar equation multipliers were presented by frequency, angular, polarization dependencies, calculated using their digital models (twins). Numerical electrodynamics methods were used to calculate the directivity characteristics of the antenna element and the backscattering characteristics of the object, implemented in the ANSYS HFSS automated design environment. Mathematical and computer modeling methods were used to coordinate the results of numerical simulations. The MATLAB application package was used to form the directivity characteristics of the antenna array, to obtain the dynamic signal-to-noise ratio, and to analyze the probability of detection.

Results. The possibility of using digital twin technology to verify the detection capability for a radar system when observing an object of the specified class is demonstrated. The signal-to-noise dynamic dependence of the given radar system, space object, and observation scenario, presented by their digital models, was calculated. The function of detection probability density was calculated, which demonstrated an insufficient detection capacity of a radar system in the case of observation of such type of objects.

Conclusion. The significance of the present study lies in the development of an algorithmic support using digital twin technology. The developed support can be used to estimate the probability of detection of specified objects by a radar system when implementing various technical solutions at early stages of its development.

Keywords: digital twin, digital model, radar, phased array antenna, satellite, detection, detection probability

For citation: Grigoriev A. S., Kazantsev A. A., Terentyev A. M., Stavtsev B. S. Radar Detection Simulation by Digital Twins of Target and Antenna System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 102–115. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-102-115

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 01.08.2024; accepted 25.10.2024; published online 28.02.2025

Введение. На сегодняшний день использование технологии цифровых двойников позволяет существенным образом снизить стоимость и риски разработки изделий благодаря проведению проверок выполнения требований посредством цифровых испытаний [1–4]. Одно из основных требований, предъявляемых к радиолокационным средствам – обеспечение необходимого значения вероятности правильного обнаружения при наблюдении объектов определенного класса на заданной дальности [5–7]. Для проверки выполнения данного ключевого требования также целесообразно использовать

цифровые модели (двойники) основных элементов (узлов) радиолокационного канала на самых ранних стадиях разработки во избежание неоправданных рисков. Применительно к обозначенной задаче основными элементами радиолокационного канала являются антенная система и непосредственно объект наблюдения. При необходимости модель обнаружения можно дополнить рядом принципиальных факторов, влияющих на снижение отношения сигнал/шум (ОСШ). К ним относятся: ошибки целеуказаний; искажение формы диаграммы направленности антенной системы; воздей-

ствие преднамеренных помех; воздействие среды распространения; влияние подстилающей поверхности и др. [7–9].

Постановка задачи. Предполагается, что объектом является космический объект с габаритными размерами L_x, L_y, L_z . Объект наблюдает радиолокационная станция (РЛС), работающая в полосе частот F с центральной частотой f_c . При этом полагается, что антенная система РЛС, наблюдающая объект, представляет собой активную фазированную антенную решетку (АФАР), имеющую N приемно-передающих модулей с шагом между элементами $dx = c_x \lambda_c$, $dy = c_y \lambda_c$ по горизонтальной и вертикальной координатам полотна соответственно.

Необходимо разработать модель $M\{\}$ радиолокационного наблюдения объекта с эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) $\sigma(\theta, \varphi)$ на расстоянии R , исходя из коэффициента усиления (КУ) антенны $G(\theta, \varphi)$ и других основных технических характеристик РЛС, таких, как шумовая температура системы T_s , коэффициент суммарных потерь L и пр. Разрабатываемая модель должна позволять оценивать обнаруживающую способность РЛС, которую целесообразно привязать к такому показателю, как вероятность правильного обнаружения сигнала $P_D[M\{\}]$:

$$P_D[M\{G(\theta, \varphi), T_s, L, \dots, \sigma(\theta, \varphi), R\}] \geq P_{D_{\text{ТР}}},$$

где $P_{D_{\text{ТР}}}$ – требуемая вероятность правильного обнаружения.

Цифровой двойник антенной системы. При разработке цифрового двойника антенной решетки исходные данные удобно разделить на две группы. Первая группа связана с полотном решетки и характеризует геометрию размещения антенных элементов на апертуре, а также их амплитудно-фазовые состояния. Такого рода исходные данные должны обеспечивать достоверное моделирование процесса управления диаграммой направленности (ДН) РЛС за счет управления характеристикой направленности (ХН) множителя решетки $G_a(\theta, \varphi)$ посредством изменения амплитудно-фазового распределения (АФР) на апертуре. Второй набор ис-

ходных данных связан с геометрическими, электрофизическими характеристиками антенного элемента и должен характеризовать коэффициент полезного действия антенной системы, размеры сектора электронного сканирования посредством характеристики направленности антенного элемента $G_e(\theta, \varphi)$, а также зависимости коэффициента отражения от частоты $\eta(f)$. Тогда, согласно теории, диаграмма направленности всей антенной системы $G(\theta, \varphi)$ будет результатом перемножения соответствующих множителей [10]:

$$G(\theta, \varphi) = G_a(\theta, \varphi) G_e(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где характеристика множителя решетки не обладает физической размерностью, а также поляризационной зависимостью, в отличие от характеристики множителя элемента:

$$G_e(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} G_{xx}^e(\theta, \varphi) & G_{xy}^e(\theta, \varphi) \\ G_{yx}^e(\theta, \varphi) & G_{yy}^e(\theta, \varphi) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Такая математическая модель антенного элемента позволяет учитывать развязку между ортогональными поляризационными каналами. В дальнейшем ограничимся рассмотрением лишь одной из согласованных поляризационных компонент (составляющих), например $G_e(\theta, \varphi) \rightarrow G_{xx}^e(\theta, \varphi)$.

Множитель антенной решетки. На сегодняшний день один из наиболее оптимальных вариантов размещения антенных элементов на полотне фазированной антенной решетки – апертура около круговой формы. Пример такого варианта размещения представлен на рис. 1.

Для $N = 45\,440$ элементов вариант бинарной маски $B(x, y)$, характеризующей наличие/отсутствие антенных элементов, показан на рис. 2.

Шаг решетки обычно выбирается из условия отсутствия спектральных копий в желаемом секторе электронного сканирования. При $dx = 7.5\lambda_c$, $dy = 7.5\lambda_c$ обеспечивается однолучевой режим сканирования в секторе $\theta_{\text{max}} = \pm 12^\circ$ (рис. 3). Учитывая, что $N_x = 252$, $N_y = 246$, размеры полотна антенной решетки составят около 22 м по обеим координатам ($L_x = L_y \approx 22$ м).

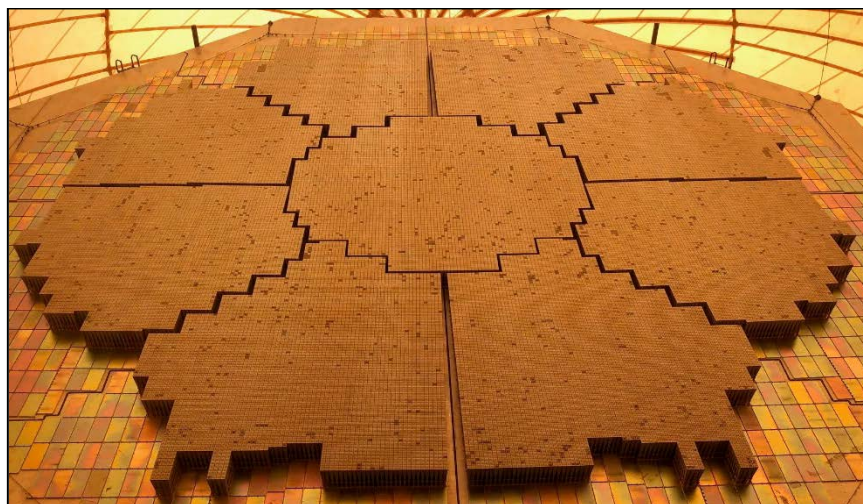


Рис. 1. Внешний вид апертуры фазированной антенной решетки

Fig. 1. Appearance of an aperture of the phased array antenna

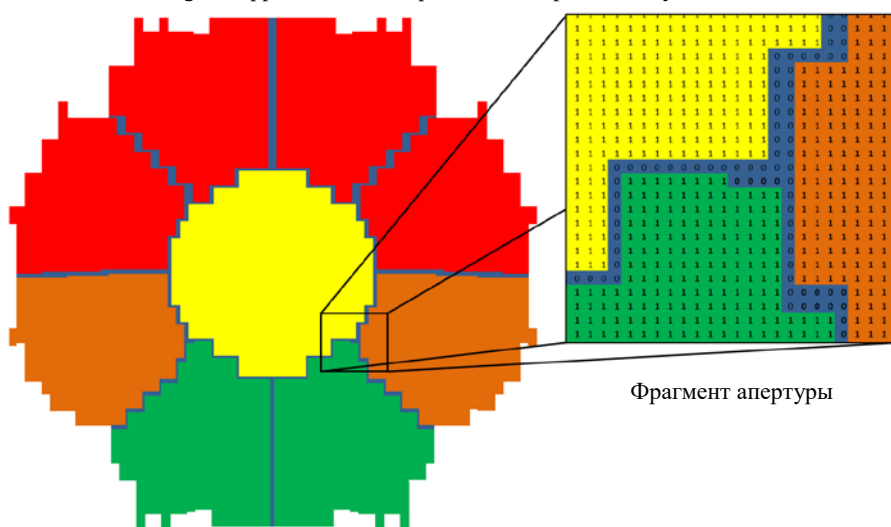


Рис. 2. Бинарная маска наличия/отсутствия элементов фазированной антенной решетки

Fig. 2. A binary mask of the phased array antenna elements existence/lack

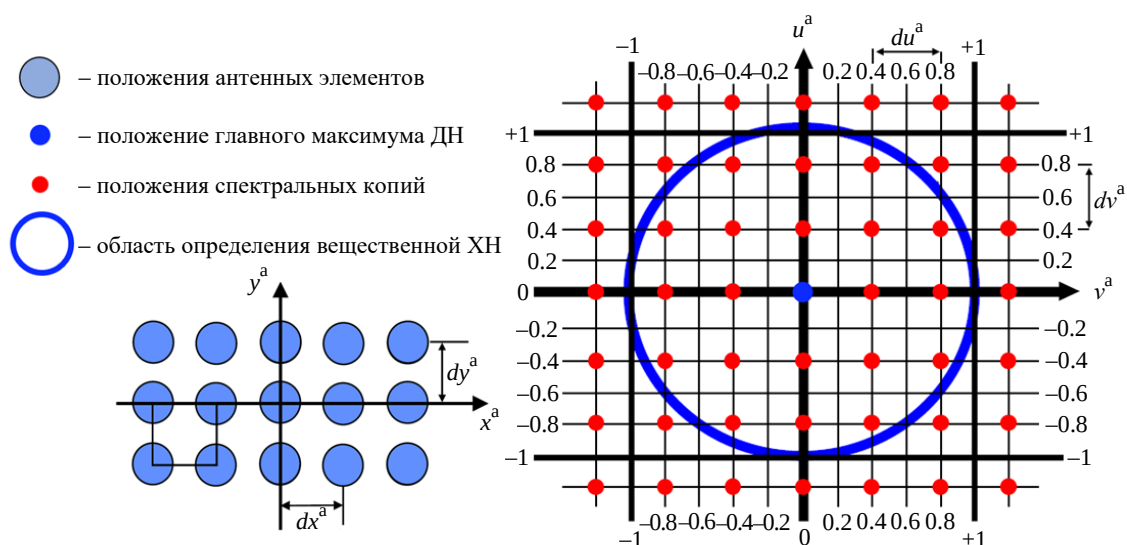


Рис. 3. Расположение спектральных копий ДН, ограничивающих сектор электронного сканирования РЛС

Fig. 3. Limiting the sector of electronic scanning by the spectral copies arrangement

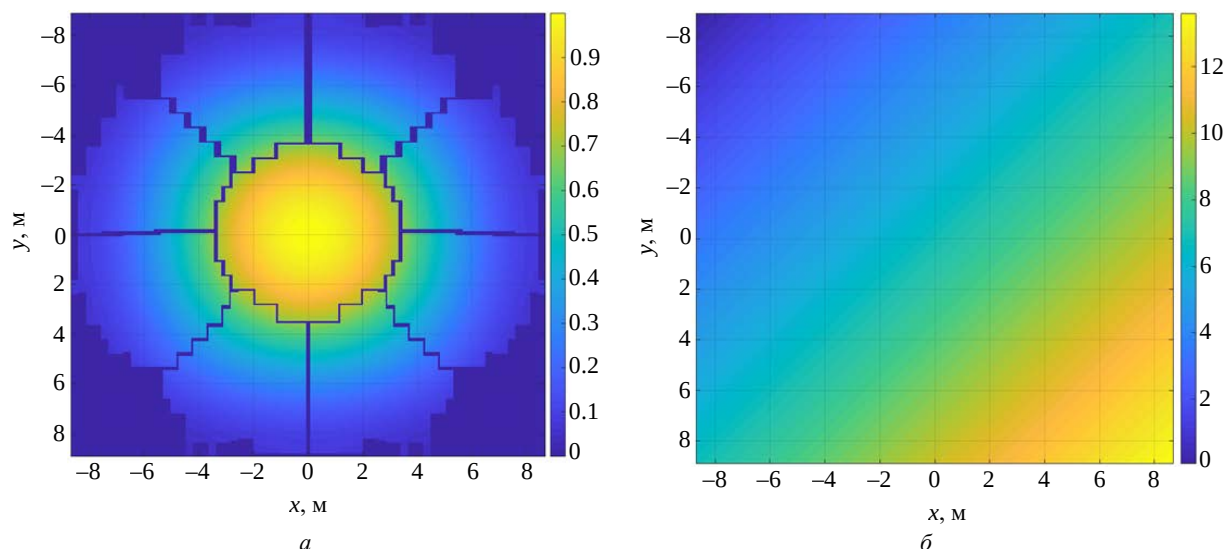


Рис. 4. АФР: a – амплитудное распределение, взвешенное по Хэммингу; b – фазовое распределение для углов $\theta = 0.25^\circ$, $\varphi = 135^\circ$

Fig. 4. AFR: a – amplitude distribution weighed by the Hamming window; b – phase distribution for angles $\theta = 0.25^\circ$, $\varphi = 135^\circ$

Для отработки алгоритмов подавления боковых лепестков и адаптивного помехоподавления бинарная маска взвешивается заданным АФР $W(x, y) = M(x, y) \exp[j\varphi(x, y)]$. Двумерное амплитудное распределение Хэмминга на апертуре рассматриваемой антенной решетки для подавления уровня боковых лепестков на 40 дБ показано на рис. 4, a .

Для зондирования заданного углового направления (θ_0, φ_0) формируется двумерная фазоапертурная характеристика с необходимым углом наклона:

$$\begin{aligned} \varphi(x, y) = \\ = 2\pi k [x \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0) + y \sin(\theta_0) \sin(\varphi_0)], \end{aligned}$$

где k – волновое число.

Фазовое распределение на апертуре рассматриваемой антенной решетки для углов электронного сканирования $\theta = 0.25^\circ$, $\varphi = 135^\circ$ показано на рис. 4, b .

Тогда характеристику направленности множителя решетки можно получить с помощью оператора быстрого преобразования Фурье (БПФ) от АФР на апертуре антенной решетки:

$$G_a(u, v) = \left| F_{x,y}^2 \{ W(x, y) B(x, y) \} \right|, \quad (3)$$

где $F_{x,y}^2 \{ \}$ – оператор прямого двумерного БПФ по координатам x, y .

Диаграммы направленности множителя решетки при равномерном и взвешенном по Хэммингу распределениях в логарифмическом масштабе показаны на рис. 5.

На представленных зависимостях проявляются закономерности по увеличению углового разрешения и снижению КУ, характерные для применения оконного взвешивания. Максимальное значение для случая равномерного амплитудного распределения в соответствии с теорией определяется количеством элементов решетки и составляет около 45 дБ. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности составляет $\theta_{0.5} = 0.08^\circ$ при равномерном амплитудном распределении и соответствует размерам апертуры.

После синтезирования характеристики направленности с помощью вычисления двумерного БПФ от АФР в соответствии с (3) необходимо корректно восстановить сетку координат направляющих синусов $\{u; v\}$, на которой она задана. Для этого первоначально необходимо определить значения дискрет по каждой из координат:

$$\begin{aligned} du &= \lambda_c / X'; \\ dv &= \lambda_c / Y', \end{aligned}$$

где X', Y' – размеры апертуры с учетом дополнительных нулевых отсчетов, добавленных за счет применения БПФ.

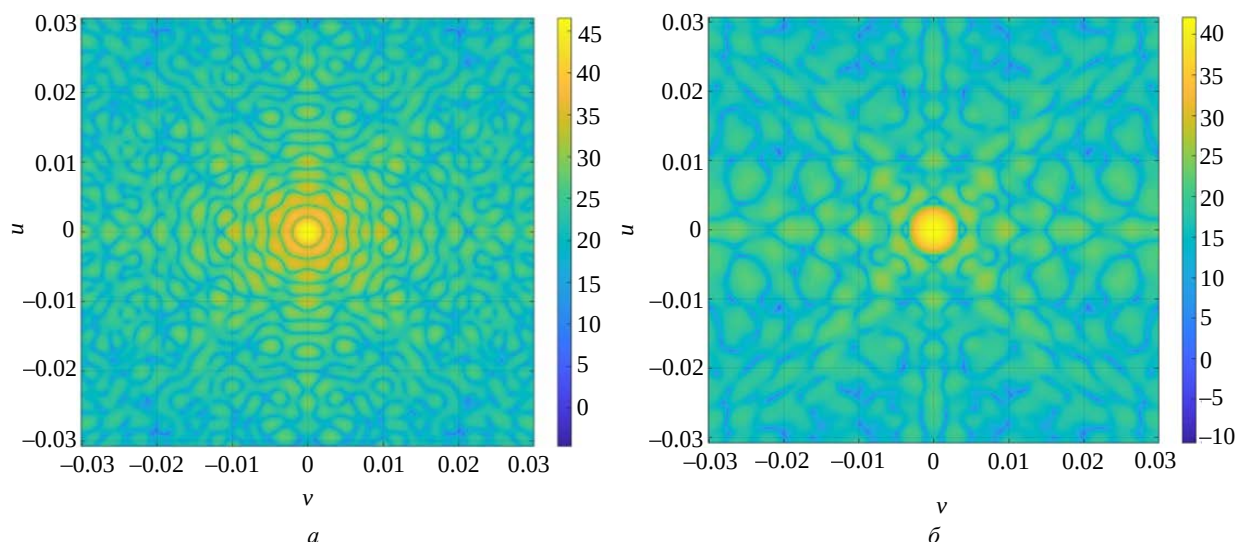


Рис. 5. Диаграммы направленности множителя решетки для различных типов амплитудного распределения:
 a – равномерного; b – Хэмминга

Fig. 5. Array antenna radiation patterns for various types of amplitude distributions:
 a – uniform; b – weighed by the Hamming window

Тогда для области определения характеристики направленности можно записать:

$$\begin{aligned} u &\in [-duN'/2; duN'/2]; \\ v &\in [-duM'/2; duM'/2], \end{aligned} \quad (4)$$

где N' , M' – количество отсчетов по соответствующим координатам с учетом дополнительных нулевых отсчетов, добавленных за счет применения БПФ.

В случае необходимости перехода к пространству сферических углов $\{u; v\} \rightarrow \{\theta; \varphi\}$ следует использовать известные выражения:

$$\begin{aligned} \theta &= \arcsin(\sqrt{(u)^2 + (v)^2}); \\ \varphi &= \arctg(v/u). \end{aligned} \quad (5)$$

При этом, в соответствии с (5), вещественным (действительным) значениям сферических углов $(-\pi < \varphi < \pi)$ и $(-\pi/2 < \theta < \pi/2)$ будут соответствовать значения направляющих синусов, лежащие в пределах единичной окружности (см. рис. 3), т. е. удовлетворяющие условию $(u)^2 + (v)^2 \leq 1$. Очевидно, что при переходе $\{u; v\} \rightarrow \{\theta; \varphi\}$, в силу нелинейности операций (5), эквидистантной координатной сетке пространства направляющих синусов (4) будет соответствовать неравномерная координатная сетка пространства сферических углов. Для получения

эквидистантной сетки сферических углов $\{\theta; \varphi\}$ необходим интерполяционный переход.

Согласно (1) после синтеза характеристики направленности множителя решетки необходимо получить характеристику направленности множителя антенного элемента.

Множитель антенного элемента. В случае апертуры большого размера и реализации в РЛС механического сканирования сектор электронного сканирования можно уменьшить без риска снижения основных тактико-технических характеристик РЛС. Тогда достаточно большой шаг в решетке позволит снизить количество антенных элементов за счет увеличения их апертуры. Кроме того, при наличии требования по реализации полного поляризационного зондирования антенный элемент должен одинаково эффективно работать с двумя ортогональными поляризациями, позволяющими излучить/принять произвольную поляризацию электромагнитной волны.

Перечисленным выше критериям соответствует рупор с квадратной апертурой и ортополяризационным селектором. Внешний вид САЕ-модели указанного антенного элемента изображен на рис. 6.

Для наилучшего согласования раскрыв рупора имеет пирамидально-эллиптическую форму. Зависимости S-параметров от частоты представлены на рис. 7.

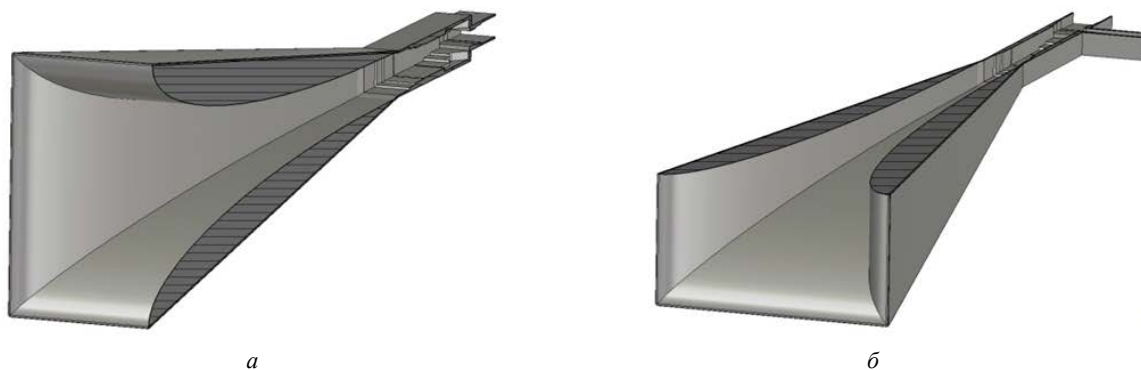


Рис. 6. Рупор с квадратной апертурой и ортополяризационным селектором: а – у-сечение; б – х-сечение

Fig. 6. CAE-model of the square aperture horn antenna element with the orthopolarizing selector: а – y-section; б – x-section

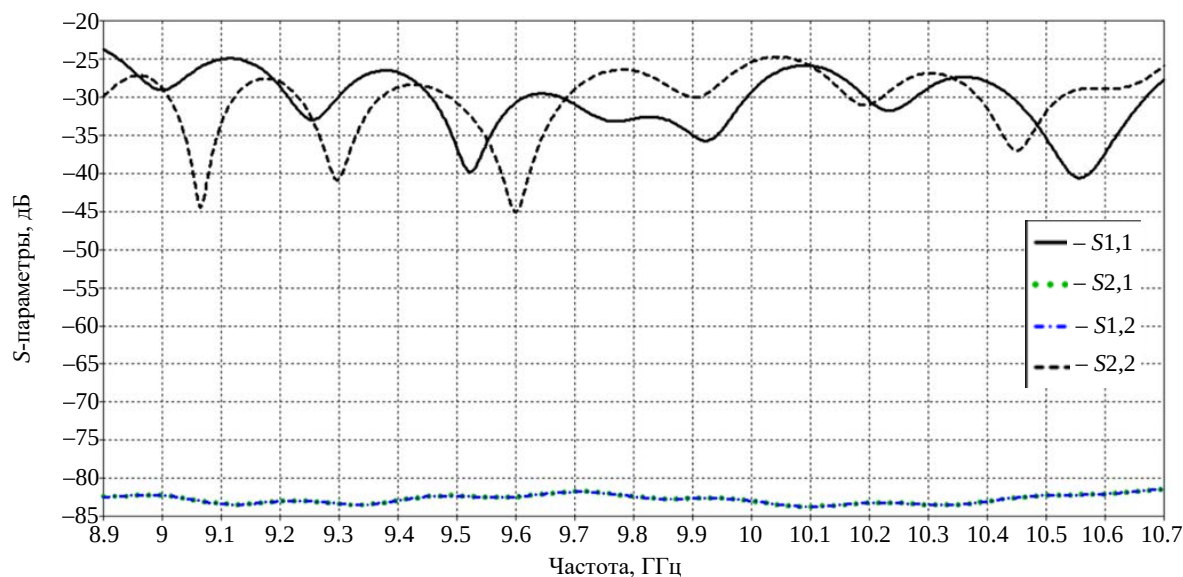


Рис. 7. Частотные зависимости S-параметров антенного элемента

Fig. 7. S-parameters frequency dependencies of the antenna element

Для диапазона частот от 8.95 до 10.7 ГГц коэффициент отражения не превышает -25 дБ (КСВН не более 1.12), что свидетельствует о достаточно хорошем согласовании в широкой полосе частот. При этом благодаря ступенчатому ортомодовому поляризационному селектору обеспечивается развязка между каналами не менее -80 дБ. Диаграммы направленности антенного элемента для частоты $f = 9.5$ ГГц и двух ортогональных поляризаций $G_{xx}^e(\theta, \varphi)$ и $G_{yy}^e(\theta, \varphi)$ представлены на рис. 8.

Максимальное значение КУ (17 дБ) и ширина основного лепестка по уровню -3 дБ ($\theta_{0.5} = 13^\circ$) соответствуют размерам апертуры антенного элемента. В соответствии с (2) наличие ортогонального базиса позволяет модели-

ровать различные варианты поляризационного зондирования, для упрощения в дальнейшем целесообразно ограничиться рассмотрением одной из согласованных компонент.

После получения характеристик направленности множителей решетки и элемента конечная диаграмма направленности может быть получена посредством поэлементного произведения множителей в соответствии с (1). Для этого целесообразно провести интерполяцию медленно изменяющейся характеристики направленности антенного элемента к требуемой области определения.

Цифровой двойник объекта наблюдения.

В качестве объекта наблюдения удобно рассмотреть космический аппарат типа CubeSat 3U с габаритными размерами $L_x = 1U$; $L_y = 1U$;

$L_z = 3U$. Для расчета динамического ОСШ и

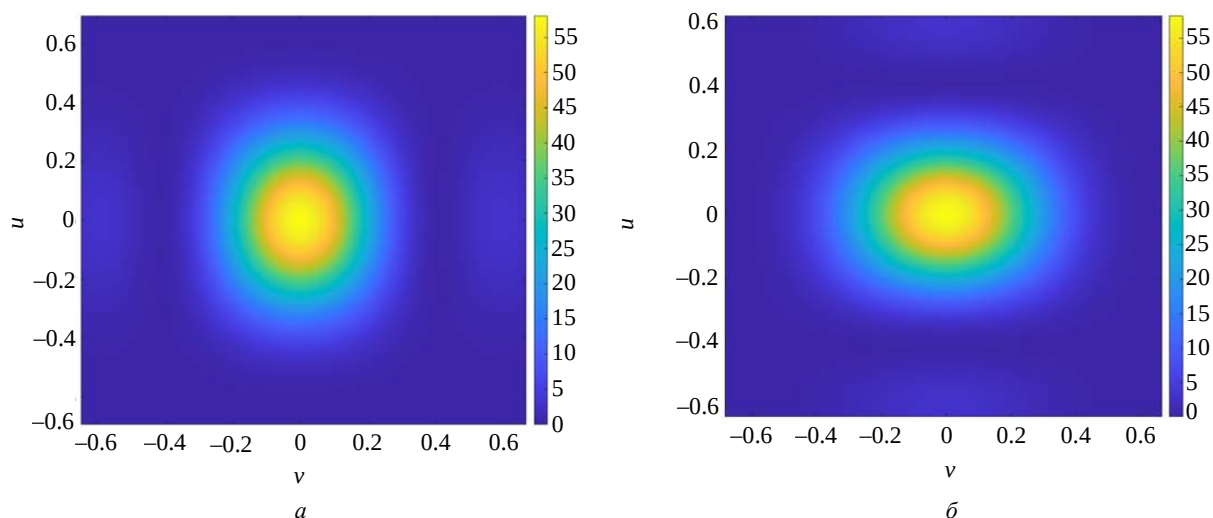


Рис. 8. Диаграммы направленности элемента: *а* – *y*-возбуждение; *б* – *x*-возбуждение

Fig. 8. Radiation patterns of phased array antenna element: *a* – *y*-excitation; *b* – *x*-excitation



Рис. 9. Космический аппарат CubeSat 3U: *а* – CAD-модель; *б* – CAE-модель

Fig. 9. CubeSat 3U satellite: *a* – CAD model; *b* – CAE model

моделирования процесса обнаружения космического объекта необходимо создать цифровой двойник объекта наблюдения в части его отражательных свойств в частотном диапазоне наблюдающего средства.

Для решения этой задачи следует, как и в случае антенного элемента, разработать цифровую CAD- и CAE-модели объекта наблюдения (рис. 9, *а*).

В силу симметрии объекта наблюдения целесообразно сократить объем численных расчетов радиолокационных характеристик (РЛХ) объекта $\sigma(\theta, \varphi)$ до следующих значений углов наблюдения: $\theta \in [0; 90^\circ]$, $\varphi \in [0; 45^\circ]$. Такой сектор расчета позволит смоделировать в дальнейшем произвольную фоноцелевую ситуацию в независимости от закона вращательного движения объекта. Результаты расчета РЛХ космического аппарата (КА) CubeSat 3U методом моментов приведены на рис. 10. В качестве РЛХ представлены двумерные диаграммы обратного рассеяния $\sigma(\theta, \varphi)$ на частоте 9.5 ГГц

в логарифмическом масштабе по отношению к одному квадратному метру. Средние и максимальные значения ЭПР различаются на 4 порядка: $\sigma_{\text{ср}}^{\text{ГГ}} = -29.2$; $\sigma_{\text{max}}^{\text{ГГ}} = 10.7$; $\sigma_{\text{ср}}^{\text{ВВ}} = -29.8$;

$\sigma_{\text{max}}^{\text{ВВ}} = 10.9$ дБм², где индексы ГГ и ВВ означают согласованную горизонтальную и вертикальную поляризацию соответственно. Максимальные значения ЭПР соответствуют нормальному падению к плоским поверхностям объекта: $\theta = 0, 180^\circ$; $\varphi = \text{var}$ и $\theta = 90^\circ$; $\varphi = 0, 90, 180^\circ$ [11]. Различие представленных зависимостей объясняется рассеянием на ортогонально ориентированных кромках объекта [11] и позволяет проводить обработку алгоритмов поляризационной классификации объекта и идентификации его геометрической формы по результатам обработки радиолокационной некоординатной информации.

Цифровой фоноцелевой сценарий. Для проверки возможности обнаружения объекта заданного типа необходимо увязать характеристики, полученные с помощью цифровых двойников ан-

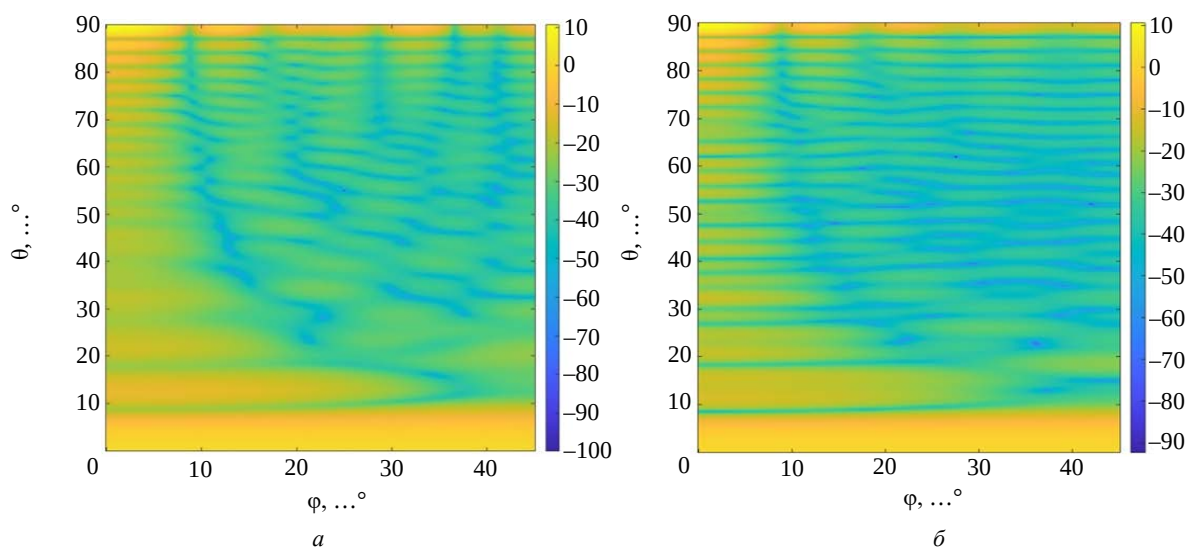


Рис. 10. РЛХ космического аппарата CubeSat 3U: *a* – согласованная горизонтальная поляризация; *b* – согласованная вертикальная поляризация

Fig. 10. CubeSat 3U satellite scattering characteristics: *a* – copolarized horizontal; *b* – copolarized vertical

тенной системы и объекта наблюдения, в рамках единого фоноцелевого сценария. Взаимная увязка должна заключаться в получении динамических зависимостей вектора линии визирования (ЛВ) для систем координат РЛС и объекта наблюдения, которые, в свою очередь, изменяют свое положение

и ориентацию относительно инерциальной (неподвижной) системы координат. Основные системы координат для случая трехосной стабилизации показаны на рис. 11.

Учитывая изменчивость характеристик цифровых двойников антенной системы

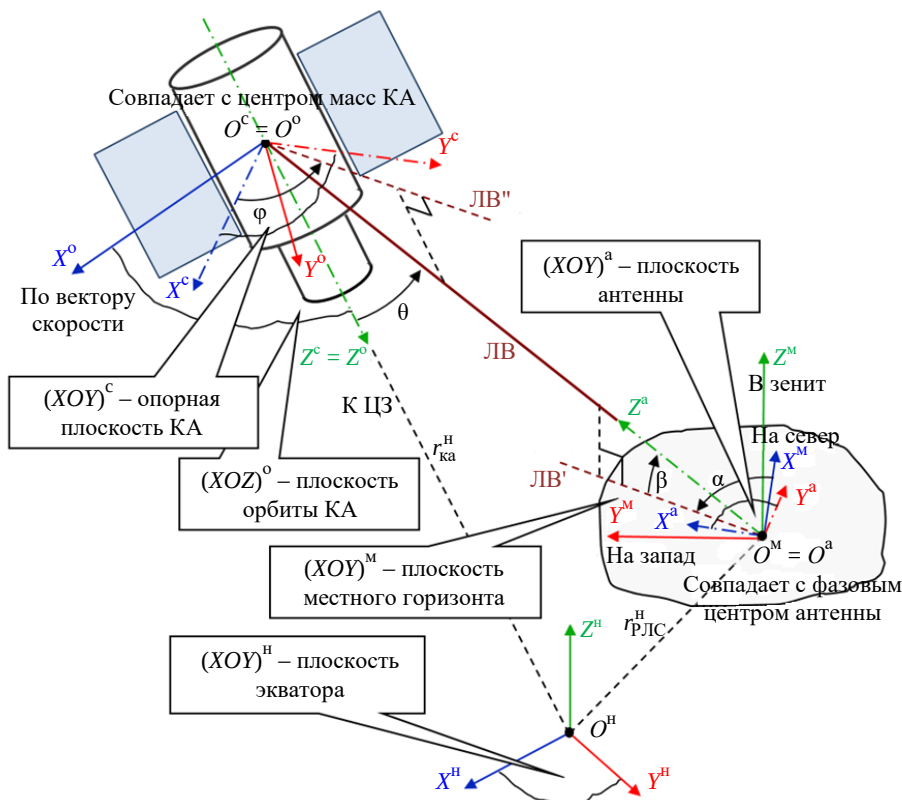


Рис. 11. Геометрические особенности радиолокационного наблюдения космического аппарата с трехосной стабилизацией

Fig. 11. Geometrical features of radar observation of a stabilized satellite

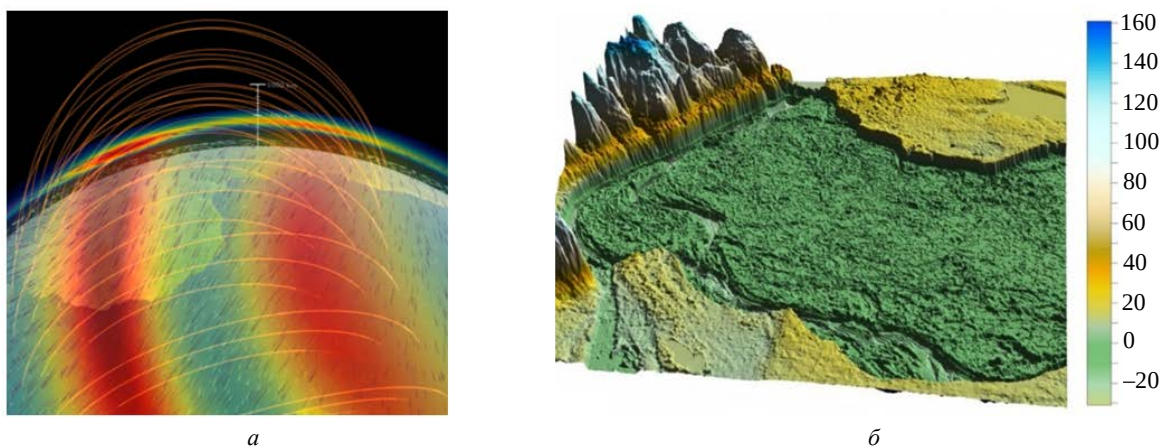


Рис. 12. Цифровые двойники: *a* – среды распространения; *б* – рельефа местности

Fig. 12. Digital twins: *a* – propagation environment; *б* – land relief

$G(a(t), \varepsilon(t))$ и объекта наблюдения $\sigma(\theta(t), \varphi(t))$, для уравнения радиолокации можно записать следующее выражение:

$$Q(t) = \frac{S(t)}{N(t)} = \frac{P_t [G(a(t), \varepsilon(t))]^2 \sigma(\theta(t), \varphi(t)) \lambda^2 T_p(R(t))}{(4\pi)^3 R(t)^4 k_B T_s(\varepsilon(t)) L}, \quad (6)$$

где $Q(t)$ – ОСШ на выходе приемника; $S(t)$ – мощность полезного сигнала на выходе приемника; $N(t)$ – мощность шума на выходе приемника; P_t – мощность излучения АФАР; a – азимут объекта наблюдения; ε – угол места объекта наблюдения; σ – ЭПР объекта; λ – длина волны узкополосного сигнала РЛС; T_p – длительность зондирующего импульса; R – расстояние до объекта наблюдения; k_B – коэффициент Больцмана; T_s – шумовая температура системы; L – общие потери в системе.

В (6) шумовая температура системы изменяется в зависимости от толщины атмосферного слоя вдоль линии визирования, т. е. в зависимости от угла места $\varepsilon(t)$. Длительность зондирующего импульса должна быть сопряжена с дальностью до цели $R(t)$ в интересах максимизации ОСШ на выходе приемного устройства.

При необходимости можно использовать дополнительные цифровые двойники. Напри-

мер, при рассмотрении вопросов радиовидения в миллиметровом диапазоне следует использовать цифровой двойник среды распространения (рис. 12, *a*). Для рассмотрения вопросов влияния подстилающей поверхности на обнаруживающую способность РЛС при низких углах места можно использовать цифровой двойник рельефа местности (рис. 12, *б*).

Результаты фоноцелевого сигнального моделирования. Для демонстрации возможности реализации предлагаемого подхода рассматривается фоноцелевой сценарий (рис. 13), в котором используются цифровые двойники антенной системы и объекта наблюдения, описанные ранее.

Предполагается, что CubeSat 3U прекратил свое активное существование на орбите. В связи с этим используется допущение о его дестабилизированном движении вокруг собственного центра масс, характер которого соответствует равномерному вращению со скоростью 0.6 рад/с вокруг оси с максимальным моментом инерции. Для нахождения положения оси с максимальным моментом инерции использовалось допущение об изотропном распределении массы по объему космического аппарата с главными осями инерции $J_x = J_y = 5J_z$. Для более точного определения J_x, J_y, J_z можно использовать твердотельный цифровой двойник объекта, отражающий закон распределения массы по его объему. Законы изменения сферических углов визирования CubeSat 3U для рассматриваемого сценария представлены на рис. 14.

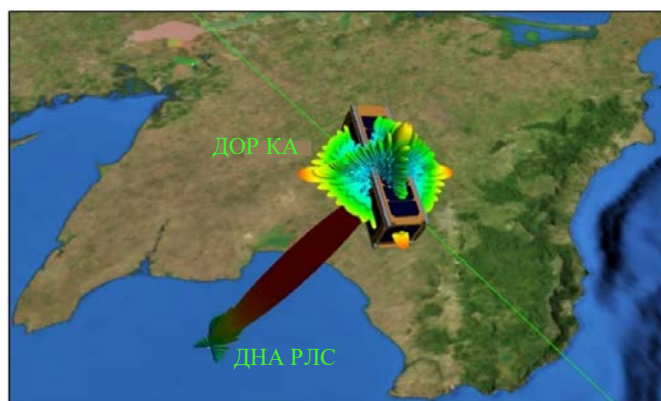


Рис. 13. Фоноцелевой сценарий радиолокационного наблюдения CubeSat 3U

Fig. 13. Scenario of the CubeSat 3U radar observation

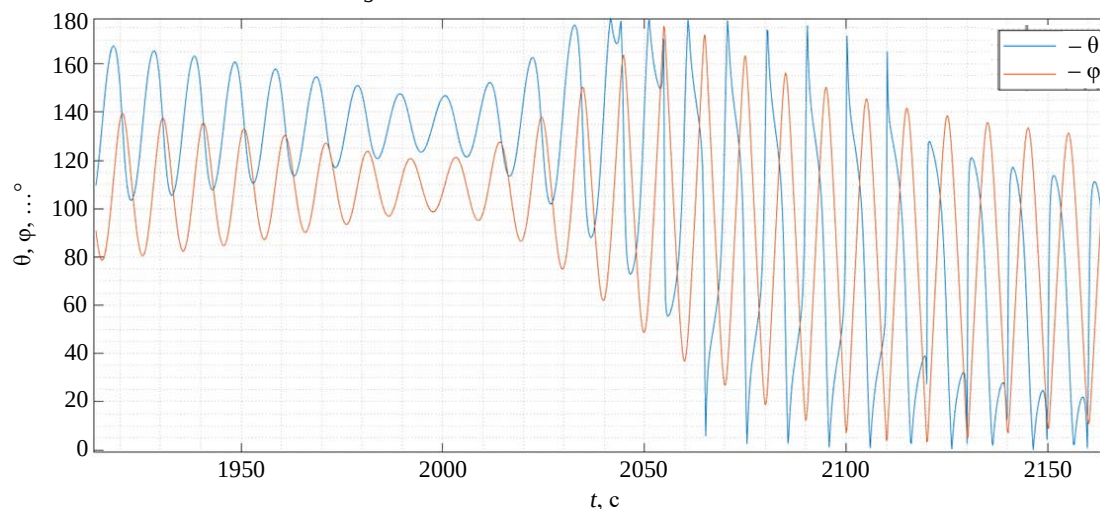


Рис. 14. Законы изменения углов наблюдения космического аппарата CubeSat 3U

Fig. 14. CubeSat 3U observation angles time dependencies

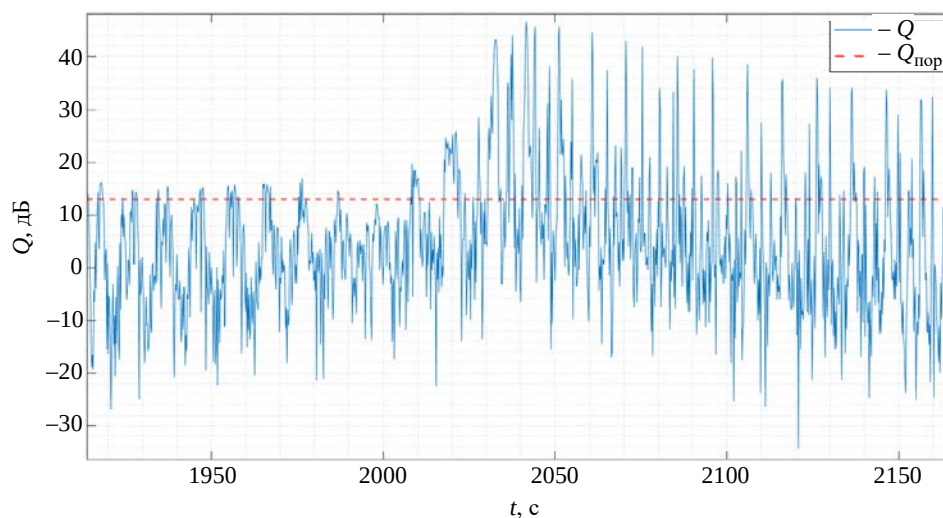


Рис. 15. Закон изменения ОСШ для дестабилизированного объекта CubeSat 3U

Fig. 15. SNR time dependencies for the destabilized CubeSat 3U satellite

Из сопоставления рис. 10 и 14 следует, что в результате динамики максимальные значения ЭПР "бликут" с периодом 10 с (в соответствии со скоростью вращения объекта), что обуслови-

вает быстрые флуктуации закона изменения ОСШ $Q(t)$ (рис. 15). На рис. 16 красным цветом показан порог обнаружения, равный 13 дБ.

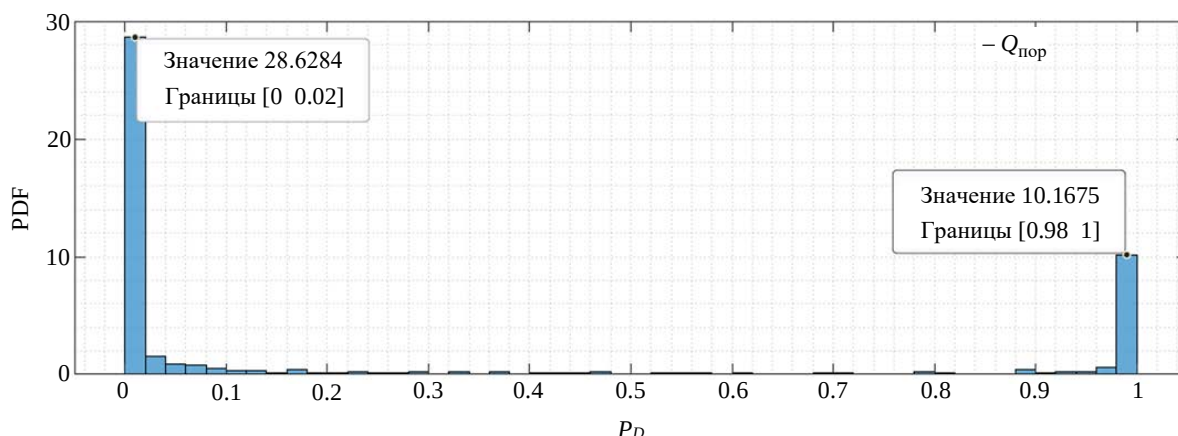


Рис. 16. Гистограмма плотности распределения вероятности правильного обнаружения CubeSat 3U

Fig. 16. Histogram of a probability density function for the CubeSat 3U satellite detection

Медленные флуктуации закона изменения ОСШ $Q(t)$ определяются параболическим законом изменения дальности $R(t)$ с траверсом при $t = 2038$ с. С учетом $Q(t)$ зависимость вероятности правильного обнаружения объекта в динамике его наблюдения $P_D(t)$ можно найти [12, 13] с помощью выражения

$$P_D(t) = \frac{1}{2} E \left[E^{-1} (2P_{FA}) - \sqrt{Q(t)} \right],$$

где E – дополнение функции ошибки; E^{-1} – обратное дополнение функции ошибки; P_{FA} – вероятность ложной тревоги.

Вследствие быстрой флуктуации законов изменения ЭПР $\sigma(t)$ и ОСШ $Q(t)$ зависимость $P_D(t)$ имеет квазибинарный вид. Гистограмма

плотности распределения P_D CubeSat 3U на всем интервале наблюдения показана на рис. 16.

Из полученной гистограммы следует, что устойчивое обнаружение дестабилизированного космического аппарата CubeSat 3U с помощью рассмотренной РЛС не представляется возможным вследствие квазиоптического характера рассеяния [11].

Закключение. Разработана модель процесса радиолокационного обнаружения с помощью цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения. Показан пример использования разработанной модели. В случае необходимости и соответствующей доработки указанную модель можно использовать для отработки алгоритмов сигнальной обработки, направленных на решение задач классификации, идентификации характеристик космических объектов [14, 15] в условиях сложной фоноцелевой обстановки.

Авторский вклад

Григорьев Александр Сергеевич – написание текста статьи.

Казанцев Александр Александрович – фоноцелевое динамическое моделирование; расчет характеристик обнаружения.

Терентьев Алексей Михайлович – разработка цифровой модели и расчет характеристик объекта наблюдения.

Ставцев Борис Семенович – разработка цифровой модели и расчет характеристик антенного элемента фазированной антенной решетки; разработка бинарной маски фазированной антенной решетки.

Author's contribution

Alexander S. Grigoriev, writing text of the article.

Alexander A. Kazantsev, dynamic target and radar modeling; detection characteristics calculation.

Alexey M. Terentyev, digital model of the target development and target scattering characteristics calculation.

Boris S. Stavtsev, phased array antenna's element digital model development and phased array antenna antenna's element patterns characteristics calculation.

Список литературы

1. Цифровые двойники в высокотехнологичной промышленности. Краткий доклад / А. И. Боровков, А. А. Гамзикова, К. В. Кукушкин, Ю. А. Рябов. СПб.: Политех-Пресс, 2022. 492 с.
2. Прохоров А. Н., Лысачев М. Н. Цифровой двойник. Анализ, тренды, мировой опыт. М.: Альянс Принт, 2020. 401 с.
3. Кораблев А. В. Ключевые функциональность и преимущества использования цифровых двойников в промышленности // Цифровая экономика. 2019. Вып. 2 (6). С. 5–11.
doi: 10.34706/DE-2019-02-01
4. Принслу В. Использование цифровых двойников при работе с сыпучими материалами // CAD/CAM/CAE Observer. 2019. Vol. 129, № 5. P. 55–57.
5. Skolnik M. Radar Handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2008. 1329 p.
6. Budge M., German S. Basic Radar Analysis. Norwood: Artech House, 2015. 727 p.
7. Richards M., Scheer J., Holm W. Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles. Raleigh: SciTech Publishing, 2010. 924 p.
8. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. II: Advanced Techniques. Raleigh: SciTech Publishing, 2013. 846 p.
9. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. III: Radar Applications. Edison: SciTech Publishing, 2014. 796 p.
10. Balanis C. Antenna theory analysis and design. 4th ed. New Jersey: Wiley, 2016. 1027 p.
11. Knott E., Shaeffer J., Tuley M. Radar Cross Section. 2nd ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2004. 637 p.
12. Harrison A. Introduction to Radar Using Python and Matlab. Norwood: Artech House, 2020. 474 p.
13. Mahafza B. Radar systems analysis and design using Matlab. 3rd ed. New York: CRC Press, 2013. 734 p.
14. Wang B. Digital signal processing techniques and applications in radar image processing. New Jersey: Wiley, 2008. 338 p.
15. Chen V., Ling H. Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis. Norwood: Artech House, 2002. 214 p.

Информация об авторах

Григорьев Александр Сергеевич – специалист по направлению "Специальные радиотехнические системы" (Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 2024), инженер отдела войсковой части 03863. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в комплексах радиовидения. Адрес: Войсковая часть 03863, городской округ Чехов, д. Алексеевка, Чехов-7, 142327, Россия
E-mail: vka@mil.ru

Казанцев Александр Александрович – кандидат технических наук (2020), начальник отдела военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов; радиовидение; цифровая обработка радиолокационных сигналов; анализ и обработка некоординатной информации; спектральное оценивание радиолокационных сигналов. Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия
E-mail: vka@mil.ru

Терентьев Алексей Михайлович – специалист по направлению "Теплогазоснабжение и вентиляция" (Пушкинский военный институт радиоэлектроники космических войск, 2005), начальник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов; спектральное оценивание радиолокационных сигналов. Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия
E-mail: vka@mil.ru

Ставцев Борис Семенович – специалист по направлению "Радиоэлектронные устройства" (Балтийский государственный университет "Военмех" им. Д. Ф. Устинова, 1974), научный сотрудник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства; устройства СВЧ. Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия
E-mail: vka@mil.ru

References

1. Borovkov A. I., Gamzikova A. A., Kukushkin K. V., Ryabov Yu. A. *Tsifrovye dvoyniki v vysokotekhnologichnoi promyshlennosti* [Digital Twins in High-Tech Industry]. Brief Report. St Petersburg, Polytech-Press, 2022, 492 p. (In Russ.)
2. Prokhorov A. N., Lysachev M. N. *Tsifrovoy dvoynik. Analiz, trendy, mirovoi opyt* [Digital Twin. Analysis, Trends, World Experience] Moscow, Alliance Print, 2020, 401 p. (In Russ.)

3. Korablev A. V. Key Functionality and Benefits of Using Digital Counterparts in Industry. Digital Economy. 2019, iss. 2 (6), pp. 5–11. (In Russ.) doi: 10.34706/DE-2019-02-01
4. Prinsloo W. Using Digital Twins in Bulk Materials Processing. CAD/CAM/CAE Observer. 2019, vol. 129, no.5, pp. 55–57. (In Russ.)
5. Skolnik M. Radar Handbook. 3rd Ed. New York, McGraw-Hill, 2008, 1329 p.
6. Budge M., German S. Basic Radar Analysis. Norwood, Artech House, 2015, 727 p.
7. Richards M., Scheer J., Holm W. Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles. Raleigh, SciTech Publishing, 2010, 924 p.
8. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. II: Advanced Techniques. Raleigh, SciTech Publishing, 2013, 846 p.
9. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. III: Radar Applications. Edison, SciTech Publishing, 2014, 796 p.
10. Balanis C. Antenna Theory Analysis and Design. 4th Ed. New Jersey, Wiley, 2016, 1027 p.
11. Knott E., Shaeffer J., Tuley M. Radar Cross Section. 2nd Ed. Raleigh, SciTech Publishing, 2004, 637 p.
12. Harrison A. Introduction to Radar Using Python and Matlab. Norwood, Artech House, 2020, 474 p.
13. Mahafza B. Radar Systems Analysis and Design Using Matlab. 3rd Ed. New York, CRC Press, 2013, 734 p.
14. Wang B. Digital Signal Processing Techniques and Applications in Radar Image Processing. New Jersey, Wiley, 2008, 338 p.
15. Chen V., Ling H. Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis. Norwood, Artech House, 2002, 214 p.

Information about the authors

Alexander S. Grigoriev, Specialist in Special radio engineering systems (Mozhaysky Military Space Academy, 2024). Engineer of Military unit 03863. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radar imaging.

Address: Military unit 03863, Alekseevka village, Chekhov-7 142327, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Alexander A. Kazantsev, Cand. Sci. (Eng.) (2020), Head of the Department of Military Institute (Research) of the Mozhaysky Military Space Academy. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: radar imaging; digital processing of radar signals; spectral estimation of radar signals.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Alexey M. Terentyev, Specialist in Heat and Gas Supply and Ventilation (Pushkin Military Institute of Radio Electronics, 2005), Head of the laboratory of the Military Institute (Research) of the Mozhaysky Military Space Academy. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: spectral evaluation of radar signals.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Boris S. Stavtsev, Specialist in Radioelectronic devices (Baltic State University "VOENMEH", 1974), Research fellow of the Laboratory of the Military Institute (Research) of the Mozhaysky Military Space Academy. The author of 18 scientific publications. Area of expertise: antenna devices; microwave devices.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru