Труды МАИ. 2026. № 150.

Trudy MAI. 2026. No. 150. (In Russ.)

Научная статья
УДК 621.396.96
URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=189695
EDN: https://www.elibrary.ru/ACIXIG

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКОГО РАДИОЛОКАТОРА ПРИ НАБЛЮДЕНИИ НЕОДНОРОДНЫХ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ

К.Ю. Гаврилов[1]✉, **А.А. Безуглов**[2]

[1]Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), г. Москва, Россия

[2]Филиал Публичное акционерное общество «Объединенная авиастроительная корпорация» – Оперативной тактической авиации ОКБ Сухого, г. Москва, Россия

✉ kongav3461@mail.ru

Цитирование: Гаврилов К.Ю., Безуглов А.А. Моделирование сигналов импульсно-доплеровского радиолокатора при наблюдении неоднородных метеообразований // Труды МАИ: электрон. журнал. № 150. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=189695

Аннотация. Работа посвящена разработке методики моделирования сигналов доплеровских метеорологических радиолокаторов. Предлагаемая методика включает три этапа. На первом этапе проводится разработка математической модели метеообразования, в основе которой лежит использование полей двух видов – скалярного и векторного. Скалярное поле задает пространственную функцию распределения отражательной способности метеообразования в заданной области, а векторное поле – функцию распределения вектора скоростей.

Второй этап заключается в моделировании отраженного сигнала от метеообразования, которое представлено в виде множества точечных отражателей. На этом этапе определяются основные свойства радиолокационных сигналов, которые используются на третьем этапе моделирования. В результате проведения третьего этапа моделирования формируется двумерная матрица цифровых отсчетов (значений комплексной огибающей) сигналов в координатах «азимут-дальность». На этом этапе вводится имитационная модель отраженных

сигналов, в качестве которой предлагается использовать случайный узкополосный процесс, центральная частота которого равна среднему значению частоты Доплера сигнала метеообразования.

Для каждого этапа моделирования приведены примеры моделей метеообразований и соответствующих им отраженных сигналов. Результаты моделирования комплексной огибающей сигналов на втором и третьем этапах представлены в виде реализаций случайных процессов при заданных значениях параметров метеобразований и характеристик радиолокатора.

Ключевые слова: доплеровский метеорологический радиолокатор; неоднородное метеообразование; моделирование сигналов метеорадиолокатора; многоточечная модель пространственно-протяженной цели.

SIMULATION OF PULSE-DOPPLER RADAR SIGNALS WHEN OBSERVING HETEROGENEOUS METEOROLOGICAL FORMATIONS

K.Yu. Gavrilov [1]✉, **Bezuglov A.A.** [2]

[1]Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia

[2]Branch of the United Aircraft Corporation Public Joint Stock Company – Operational Tactical Aviation of the Sukhoi, Moscow, Russia

✉ kongav3461@mail.ru

Citation: Gavrilov K.Yu., A.A. Bezuglov Simulation of pulse-Doppler radar signals when observing heterogeneous meteorological formations // Trudy MAI. 2026. No. 150. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=189695

Abstract. The work is devoted to the development of a methodology for simulation Doppler meteorological radar signals. The proposed methodology includes three stages. At the first stage, a mathematical model of meteor formation is being developed, which is based on the use of two types of fields – scalar and vector. The scalar field defines the spatial distribution function of the reflectivity of meteor formation in a given area, and the vector field defines the distribution function of the velocity vector.

The second stage consists in simulation the reflected signal from the meteorological formation, which is represented as a set of point reflectors. At this stage, the basic properties of radar signals are determined, which are used in the third stage of

simulation. As a result of the third stage of simulation, a two-dimensional matrix of digital samples (values of the complex envelope) of signals in azimuth-range coordinates is formed. At this stage, a simulation model of reflected signals is introduced, which is proposed to use a random narrowband process, the central frequency of which is equal to the average Doppler frequency of the meteorological formation signal.

Examples of weather formation models and their corresponding reflected signals are given for each stage of the simulation. The results of simulation the complex envelope of signals at the second and third stages are presented in the form of realizations of random processes at specified values of weather formation parameters and radar characteristics.

Keywords: doppler meteorological radar; heterogeneous meteor formation; simulation of weather radar signals; multipoint model of a spatially extended target.

Введение

Погодные метеорадиолокаторы широко используются для обнаружения, распознавания, измерения координат и параметров различных метеообразований в районах аэропортов. Необходимость контролирования погодных условий в районе аэропортов с целью своевременного обнаружения опасных метеорологических объектов (МО) и явлений непосредственно связана с обеспечением безопасности полетов воздушных судов [1-3]. В качестве опасных метеорологических явлений (ОМЯ), представляющих угрозы для полетов воздушных судов, как правило, рассматривают грозовые образования различной степени опасности, торнадо, сдвиги ветра и другие [1-2].

Одним из основных средств обнаружения и распознавания различных видов ОМЯ являются импульсно-доплеровские радиолокационные станции (ИД РЛС), которые либо работают в специальном режиме, обычно называемом режим «Метео» – характерно для бортовых РЛС, либо предназначены для определения метеообстановки в заданном районе – наземные доплеровские метеорологические радиолокаторы (ДМРЛ).

Различные алгоритмы обработки сигналов в ДМРЛ позволяют не только обнаружить, но также и определить основные параметры ОМЯ – отражательную способность, среднее значение частоты Доплера, характеризующую скорость перемещения, ширину спектра сигнала, характеризующую величину сдвига ветра и другие [1, 3]. Эти оценки очень важны для решения задач распознавания различных видов ОМЯ. Таким образом, модели ОМЯ различного вида и соответствующие им модели радиолокационных сигналов позволяют проводить анализ, оценку эффективности и сравнение алгоритмов обработки сигналов, а в некоторых случаях – синтез новых алгоритмов. Кроме того, цифровые модели сигналов различных МО могут быть использованы для ускоренных и существенно менее затратных, по сравнению с натурными, испытаний новых образцов ДМРЛ или используемых в них алгоритмов обработки сигналов.

Вопросам моделирования МО и соответствующих им радиолокационных сигналов посвящено большое количество работ (см., например, [4-12]), в которых разрабатываются модели сигналов как для наземных, так и бортовых ДМРЛ. Все используемые при моделировании подходы условно можно разделить на два вида: непосредственное моделирование сигналов МО в виде множества точечных отражателей (ТО) [5, 9, 10]; имитационное моделирование сигналов с помощью подходящих моделей случайных процессов с различными параметрами [6, 7, 8, 11, 12]. Часто во втором случае проводится моделирование не самого случайного процесса, а его амплитудного спектра.

Следует отметить, что оба подхода имеют свои достоинства и недостатки. В первом случае – при моделировании МО с помощью множества ТО, можно получить модель, весьма близкую к реальности, однако возникают большие вычислительные сложности, которые связаны не только с большим временем вычислений, но также и с математической сложностью самих моделей [5]. Во втором случае объем вычислений значительно меньше (на несколько порядков), однако существует опасность получения не вполне адекватной модели МО, т.к. параметры моделируемых случайных процессов отражают лишь некоторые, но не все, свойства реальных МО.

В данной работе использованы оба подхода. Первый подход используется при моделировании сигналов одного или нескольких разрешаемых объемов ДМРЛ и предназначен для выявления характерных свойств результирующих случайных процессов, формирование которых проводится уже на основе имитационного моделирования.

Целью работы является разработка методики имитационного моделирования радиолокационных сигналов, образующихся при отражении от метеообразований, которые характеризуются пространственной неоднородностью своих свойств и могут соответствовать таким МО, как сдвиг ветра, тайфун и т.п. При этом разработка параметров моделируемых процессов проводится на основе результатов статистического моделирования МО, представленных множеством ТО, и с учетом параметров ДМРЛ.

Формирование отраженных радиолокационных сигналов выполняется на основе известных алгоритмов импульсно-доплеровской обработки (ИДО), применяемых в ИД РЛС различного назначения [13, 14]. В качестве основной модели радиолокационного сигнала выбрана модель узкополосного случайного процесса, параметры которого определяются как свойствами МО, так и характеристиками ДМРЛ.

Следует отметить, что предлагаемая методика направлена на моделирование именно сигналов, а не результирующих спектров. Такой подход позволяет на основе моделей сигналов проводить анализ и сравнение различных алгоритмов их обработки (прежде всего, на основе методов спектрального анализа), направленных на решение задач обнаружения и измерения параметров ОМЯ различного вида.

Модель метеообразований

Из природы метеообразований следует, что их физическая модель может быть представлена совокупностью большого числа малых частиц (точечных отражателей), характеризующихся параметром отражательной способности – скалярная величина, и параметром скорости – векторная величина. Рассматривая непрерывное изменение этих параметров в пространстве, для описания любого

МО в каждой точке пространства $\mathbf{P}=(x,y,z)$ можно ввести два поля: скалярное поле $S(\mathbf{P})$ для первого параметра и векторное поле $\mathbf{V}(\mathbf{P})$ для второго параметра. При статистическом моделировании МО аргументы обоих полей будут вычисляться на дискретном множестве значений $\mathbf{P}_i=(x_i,y_i,z_i)$ $(i=1,2,\ldots)$ – векторов координат точек.

Следует отметить, что математические описания полей в различных областях пространства являются независимыми друг от друга и могут быть использованы для моделирования неоднородных МО с резкими или плавными границами изменения каждого из параметров. Рассмотрим некоторые примеры.

Область в виде прямоугольного параллелепипеда.

Это простейшая модель области пространства, которая может быть задана в виде:

$$G(\mathbf{P})=\begin{cases}\mathbf{g}, & x\in[x_1,\,x_2]\cup y\in[y_1,\,y_2]\cup z\in[z_1,\,z_2],\\ 0, & \text{в противном случае.}\end{cases} \qquad (1)$$

Здесь значения $(x_1,x_2),(y_1,y_2),(z_1,z_2)$ определяют границы прямоугольного параллелепипеда (ПП) по осям *0x*, *0y*, *0z*, а величина **g** является скаляром или вектором в зависимости от вида поля.

Область ПП в виде (1) можно использовать для моделирования, например, явления сдвига ветра, если задать несколько примыкающих друг к другу областей $G_1,G_2,\ldots$, имеющих общие грани (вертикальные или горизонтальные), с различными значениями векторов $\mathbf{g}_1,\mathbf{g}_2,\ldots$.

Область скалярного поля в виде гауссоида.

В пространственной области гауссоид задается как произведение одномерных функций Гаусса. При этом скалярное поле в области гауссоида с центром в точке $\mathbf{P}_0=(x_0,y_0,z_0)$ задается соотношением

$$G(\mathbf{P})=g_0\exp\left\{-a_x(x-x_0)^2-a_y(y-y_0)^2-a_z(z-z_0)^2\right\}, \qquad (2)$$

где параметр g_0 определяет максимальное значение поля в точке $\mathbf{P}_0$, а параметры a_x, a_y, a_z задают протяженность области по осям *Ox*, *Oy*, *Oz*, определяемую относительно максимального значения.

Область в виде гауссоида хорошо подходит для моделирования скалярного поля пространственных областей с плавным спадаем значений поля при удалении от точки максимума. Один или несколько близко расположенных гауссоидов можно использовать для моделирования неоднородных грозовых образований сложной формы.

Область векторного поля в виде вихря.

Векторное поле вихревого типа в некоторой области пространства $\mathbf{\Psi}$ с центром в точке $\mathbf{P}_0 = (x_0, y_0, z_0)$ может быть задано с помощью пары гармонических функций следующим образом

$$\mathbf{G}(\mathbf{P}) = \left\{ a_x \sin\left(2\pi F_x (x - x_0)\right), a_y \cos\left(2\pi F_y (y - y_0)\right), a_z \right\}, \quad \mathbf{P} \in \mathbf{\Psi}, \tag{3}$$

где область $\mathbf{\Psi}$ может иметь форму ограниченных по высоте цилиндра или прямоугольного параллелепипеда, расположенных вертикально:

$x^2 + y^2 \le r_в$, $z \in [z_{\min}, z_{\max}]$ – в случае цилиндра радиуса $r_в$;

$-x_r \le x \le x_r$, $-y_r \le y \le y_r$, $z \in [z_{\min}, z_{\max}]$ – в случае ПП.

В обоих случаях высота областей равна $h = z_{\max} - z_{\min}$. В (3) параметры a_x, a_y, a_z определяют значения максимальных составляющих вектора скорости по соответствующим осям координат.

На рисунке 1 приведен пример горизонтального сечения вихревого поля, заданного с помощью соотношения (3) при значениях: $a_x = 3,\ a_y = 1,\ a_z = 0,\ F_x = 1.2,\ F_y = 0.9,\ \mathbf{P}_0 = (0,0,0)$. В точках сетки с дискретными значениями координат (*x*, *y*) стрелками обозначены векторы, характеризующие величину и направление скорости ветра в заданной точке пространства. Как видно из рисунка 1, размеры поля в плоскости сечения составляют примерно 1000 м по оси *Oy* и 600 м по оси *Ox*.

При моделировании областей МО с помощью полей следует использовать комбинацию скалярного и векторного полей, которые должны быть определены в одной и той же области пространства.

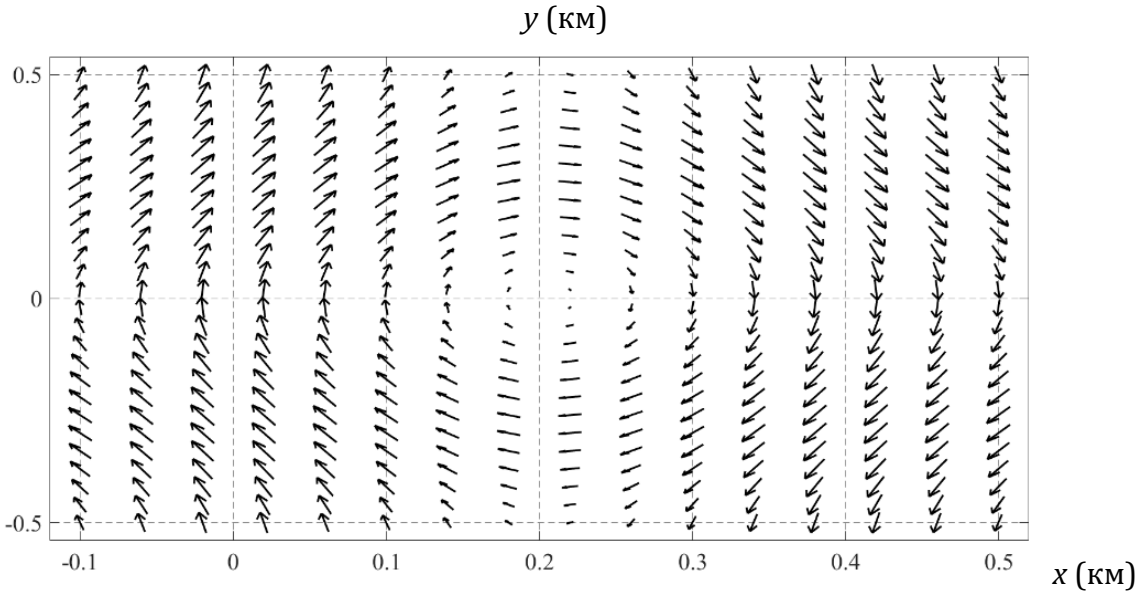


Рисунок 1 – Пример горизонтального сечения области с распределением скоростей в виде вихревого поля

Модель радиолокационных сигналов

Принципы формирования отраженных сигналов.

Для создания адекватной модели радиолокационных сигналов, отраженных от МО, необходимо рассмотрение принципа формирования сигналов в ИД РЛС с учетом свойств целей, представленных в виде множества ТО. При работе ИД РЛС кругового обзора в каждом цикле обзора формируется матрица цифровых отсчетов $y(n,k)$, представляющих собой значения комплексных огибающих сжатого по дальности сигнала для номера элемента дальности $n=1,\ldots,N$ (номера отсчетов быстрого времени) в k-м периоде повторения импульсов (ППИ), $k=1,\ldots,K$ (номера отсчетов медленного времени) [13, 14].

Значения n определяют номер отсчета в пределах одного ППИ, длительностью $T_{\text{п}}$, и соответствуют элементам (ячейкам) наклонной дальности R_n.

Значения k определяют номер ППИ, отсчитываемый относительно нулевого направления (это направление на Север, совпадающее с направлением оси Ox), и соответствуют азимутальному углу поворота антенны

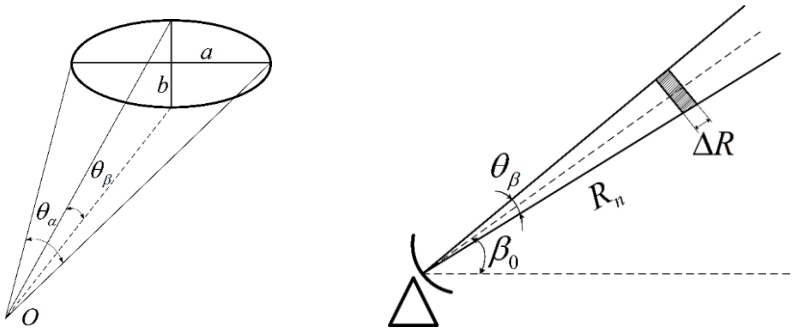
$$\alpha_k = \Omega_a (k-1) T_{\text{п}}, \quad (k = 1,\ldots,K), \tag{4}$$

где Ω_a – угловая скорость вращения антенны в рад/с и $\alpha_K = 2\pi$.

В ДМРЛ один оборот при круговом сканировании антенны выполняется, как правило, узким лучом с небольшим постоянным углом наклона относительно горизонта, который обозначим β_0. При пересечении лучом области МО на некоторой дальности R_n образуется «пятно» в форме эллипса, длины осей которого определяются соотношениями (см. рисунок 2$а$):

$$a(R_n) = R_n \theta_\alpha, \quad b(R_n) = R_n \theta_\beta, \tag{5}$$

где θ_α, θ_β – значения ширины диаграммы направленности антенны (ДНА) в азимутальной и угломестной плоскости соответственно, выраженные в радианах.



а) *б*)

Рисунок 2 – Формирование области отражения от разрешаемого объема:
а - область отражения для одного элемента дальности;
б - область разрешаемого объема в виде диска

Внутри луча область МО, соответствующая одному элементу дальности R_n, при некотором значении индекса k можно представить в виде диска эллиптической формы толщиной ΔR, которую обозначим $D(n,k)$ (см. рисунок 2$б$). Следует отметить, что, строго говоря, область внутри луча, ограниченная дальностями $[R_n, R_n + \Delta R]$, представляет собой часть тонкой сферической поверхности, «вырезанной» конусообразным лучом. Однако, с учетом условий $R_n \gg \max\{a,b\}$ и $R_n \gg \Delta R$, представление ее в виде диска вполне оправдано.

Множество ТО, соответствующих элементу дальности R_n, определяется, во-первых, толщиной диска ΔR, и, во-вторых, плотностью распределения ТО в заданном объеме пространства. При этом объем диска $D(n,k)$ равен разрешаемому объему РЛС $V_p \simeq a \cdot b \cdot \Delta R$, не зависящему от номера k.

В общем случае значение комплексного отсчета элемента (n,k), соответствующего результирующему отраженному от области $D(n,k)$ сигналу, может быть представлено в виде:

$$y(n,k) = \sum_{i=1}^{N_{n,k}} F_a^2(\Delta\alpha_i, \Delta\beta_i) a_i(n,k) \exp\left(\mathrm{j}\varphi_i(n,k)\right), \qquad (6)$$

где $\Delta\alpha_i, \Delta\beta_i$ – углы отклонения направления i-го ТО от направления максимума ДНА по азимуту и углу места соответственно; $F_a(\alpha,\beta)$ – нормированная функция ДНА; $a_i(n,k)\exp\left(\mathrm{j}\varphi_i(n,k)\right)$ – комплексная огибающая (ком) сигнала i-го ТО после сжатия (согласованной фильтрации); $N_{n,k}$ – число ТО в рассматриваемом элементе пространства $D(n,k)$.

Выражение (6) может быть использовано для статистического моделирования значений $y(n,k)$ лишь при небольшом числе элементов разрешения, что связано с большими значениями чисел $N_{n,k}$. Однако даже при использовании всего лишь нескольких десятков элементов разрешения процедура моделирования может оказаться весьма затратной (или вообще невыполнимой) с вычислительной точки зрения.

Упрощение соотношения (6) с целью представления его одним или несколькими (порядка 2...10) комплексными числами возможно путем выбора подходящей аппроксимации неоднородности МО в элементе пространства $D(n,k)$.

Если в области $D(n,k)$ МО является ***однородным***, то значение КО (6) может быть представлено в виде

$$y(n,k) = a_0(n,k)\exp\left(\mathrm{j}\varphi_0(n,k)\right), \qquad (7)$$

где случайные амплитуда $a_0(n,k)$ и фаза $\varphi_0(n,k)$ распределены по закону Рэлея $\mathcal{R}(a)$ и равномерному закону $U[0, 2\pi]$ соответственно (строгое

обоснование этого результата приведено в [1, 15]). В этом случае значения случайных величин $a_0(n,k)$ в (7) можно задавать на основе значений скалярного поля $G(\mathbf{P})$ в каждой точке $\mathbf{P}(x,y,z)$ с учетом связи их с дискретными значениями параметров (n,k) согласно формулам:

$$x = R_n \cos\beta_0 \cos\alpha_k, \quad y = R_n \cos\beta_0 \sin\alpha_k, \quad z = R_n \sin\beta_0 , \tag{8}$$

где β_0 – угол подъема луча относительно горизонта (см. выше рисунок 2*б*), α_k – направление азимута луча антенны, определяемое согласно (4).

При наличии однородного регулярного перемещения совокупности ТО в области $D(n,k)$ фазовые коэффициенты $\varphi_0(n,k)$, как функции параметров (n,k), приобретают регулярную (детерминированную) составляющую $\varphi_V(n,k)$ и могут быть представлены в виде

$$\varphi_0(n,k) = \tilde{\varphi}_0(n,k) + \varphi_V(n,k), \quad \varphi_V(n,k) = \frac{4\pi}{\lambda} V_r(n,k) T_{\text{п}} k , \tag{9}$$

где $\tilde{\varphi}_0(n,k)$ – случайная компонента фазы; $V_r(n,k)$ – радиальная составляющая вектора скорости ТО (скалярная величина). Значения $V_r(n,k)$ определяются вектором скорости ТО поля $\mathbf{V}(n,k) = \mathbf{G}_i(\mathbf{P}_{n,k})$ согласно соотношению

$$V_r(n,k) = \mathbf{V} \otimes \mathbf{e}(\alpha_k, \beta_0), \tag{10}$$

где $\mathbf{e}(\alpha_k, \beta_0)$ – единичный вектор направления, заданный значениями углов (α_k, β_0); $\otimes$ – символ скалярного произведения векторов.

Отметим, что в (7) зависимость фазы $\varphi_0(n,k)$ от значений k медленного времени в виде (9) характеризует закон гармонического колебания, частота которого равна частоте Доплера $F_{\text{Д}} = -2V_r / \lambda$ сигнала цели, движущейся с радиальной скоростью V_r (подробнее см. [13, 14]).

Важно также отметить, что при статистическом моделировании комплексных отсчетов $y(n,k)$ согласно (7) следует учитывать еще и разброс значений скоростей ТО относительно среднего значения. Более подробно этот вопрос будет рассмотрен далее, при определении статистических свойств отсчетов комплексной огибающей сигнала МО.

Если же в области $D(n,k)$ МО является ***неоднородным***, то представление отсчета $y(n,k)$ с помощью одного комплексного числа будет уже недостаточным. Обусловлено это тем, что в неоднородной области МО существуют группы частиц, отличающиеся различными значениями средних скоростей. При этом разброс значений скоростей частиц в одной группе также имеет место, однако он значительно меньше, чем отличия скоростей частиц различных групп. Такая ситуация возникает при наличии явлений типа сдвига ветра, торнадо, смерчей и других метеорологических явлений.

Таким образом, различные группы или подобласти МО, находящегося внутри одной области $D(n,k)$, характеризуются различными значениями регулярной фазовой составляющей, которые обозначим

$$\varphi_{V_m}(n,k)=\frac{4\pi}{\lambda}V_{r,m}(n,k)T_{\text{п}}k, \qquad m=1,\ldots,M\ , \tag{11}$$

где M – число однородных подобластей области $D(n,k)$, $V_{r,m}(n,k)=\mathbf{V}_m\otimes\mathbf{e}(\alpha_k,\beta_0)$ – значения радиальных скоростей ТО в m-ой подобласти. Вводя для каждой m-ой подобласти свои фазовые $\varphi_0^{(m)}(n,k)$ и амплитудные $a_0^{(m)}(n,k)$ коэффициенты, значение комплексного отсчета $y(n,k)$ для всей неоднородной области $D(n,k)$ можно представить в виде

$$y(n,k)=\sum_{m=1}^{M}a_0^{(m)}(n,k)\exp\left(\mathrm{j}\varphi_0^{(m)}(n,k)\right), \tag{12}$$

где фазовые коэффициенты

$$\varphi_0^{(m)}(n,k)=\tilde{\varphi}_0^{(m)}(n,k)+\varphi_{V_m}(n,k). \tag{13}$$

В соотношении (12) число M подобластей неоднородной области $D(n,k)$ может быть небольшим, как правило $M\le 10$, и в любом случае $M\ll N_{n,k}$, что позволяет моделировать последовательность отсчетов при больших значениях N и K. Следует отметить, что в случае как однородных, так и неоднородных областей МО, значения параметров $a_0(n,k)$, $V_r(n,k)$ (в (7) и (9)) и $a_0^{(m)}(n,k)$, $V_{r,m}(n,k)$ (в (11) и (12)) выбираются на основе соответствующих значений скалярного и векторного полей в заданной области или подобласти пространства. При этом, в случае неоднородной области МО, выбор и расположение подобластей внутри

объема $D(n,k)$ целесообразно проводить путем его равномерного разбиения при числе элементов, зависящем от степени неоднородности области.

Определение статистических свойств отсчетов комплексной огибающей сигнала метеорологических явлений

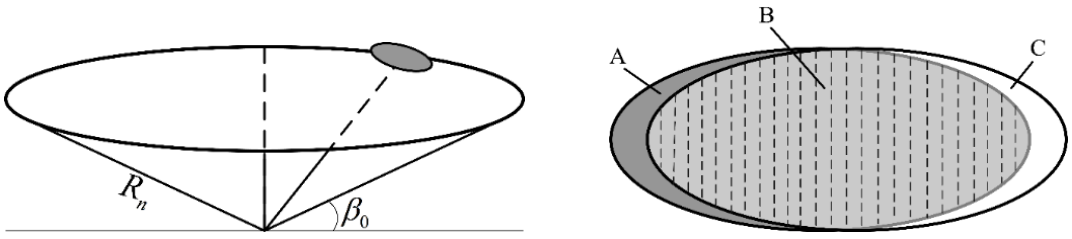
Рассматривая значения КО $y(n,k)$ сжатого по дальности сигнала как элементы двумерной матрицы $\mathbf{Y} = \{y(n,k),\ n=1,...,N,\ k=1,...,K\}$, получим картину отраженных от МО сигналов, образованную узким лучом при круговом вращении ДНА (см. рисунок 3*а*). При этом значения $y(n,k)$, вычисляемые согласно (7) или (12) как функции параметров *n* или *k*, образуют случайный процесс, характеризующийся, во-первых, вероятностным распределением значений амплитуд и фаз и, во-вторых, корреляционными свойствами при соседних значениях параметров *n* и *k*. Определение этих вероятностных и корреляционных свойств отсчетов определяет цель процедуры моделирования радиолокационных сигналов МО.

Если отсчеты КО в быстром времени следуют с интервалом, соответствующим разрешающей способности по дальности, то в первом приближении корреляцией значений этих отсчетов по дальности (т.е. по параметру *n*) можно пренебречь, и при моделировании генерировать их как независимые числа (см. также [1]). Таким образом, остается определить статистические свойства отсчетов $y(n,k)$ для последовательных значений индекса медленного времени *k* при фиксированном значении *n*.

Рассмотрим сначала случай областей $D(n,k)$ с однородными свойствами МО. Ранее отмечалось (см. пояснения к соотношению (7)), что случайные величины $a_0(n,k) \sim \mathcal{R}(a)$ и $\varphi_0(n,k) \sim U[0,2\pi]$. Для определения корреляционных связей КО $y(n,k)$ при различных значениях *k* обратимся к процедуре их формирования, которая поясняется с помощью рисунка 3*б*.

На рисунке 3*б* схематически изображены области, образующиеся в двух последовательных периодах зондирования при сечении конического луча плоскостью, перпендикулярной линии визирования и соответствующей

некоторой фиксированной дальности R_n. Области *A* и *B*, закрашенные серыми цветами, соответствуют некоторому k_1-му ППИ, а области *B* и *C* – (k_1+1)-му ППИ. При этом область *B*, заштрихованная вертикальными линиями, является общей для k_1-го и (k_1+1)-го ППИ.



а *б*

Рисунок 3 – Схематическое изображение областей зондирования МО на одной дальности: *а* - круговой обзор области; *б* - сечение луча в двух соседних периодах повторения импульсов

Значения КО в k_1-м и (k_1+1)-м ППИ можно представить в виде суммы двух КО, соответствующих отражениям от областей *A*, *B* и *B*, *C* соответственно

$$y(n,k_1) = y_A(n,k_1) + y_B(n,k_1), \tag{14.1}$$

$$y(n,k_1+1) = y_B(n,k_1+1) + y_C(n,k_1+1). \tag{14.2}$$

Соотношение (14.2) с учетом (14.1) можно представить в виде

$$y(n,k_1+1) = y(n,k_1) + \Delta y(n,k_1+1), \tag{15}$$

где

$$\Delta y(n,k_1+1) = \left[y_B(n,k_1+1) - y_B(n,k_1)\right] + \left[y_C(n,k_1+1) - y_A(n,k_1)\right] . \tag{16}$$

Согласно (15) статистическая связь между комплексными величинами $y(n,k_1)$ и $y(n,k_1+1)$ определяется статистическими свойствами величины «добавки» $\Delta y(n,k_1+1)$. Для определения этой связи рассмотрим вначале случай однородной и неподвижной (или малоподвижной) области МО, когда величиной $\left[y_B(n,k_1+1) - y_B(n,k_1)\right]$ в (16) можно пренебречь (далее это ограничение будет снято). В этом случае величина статистической связи между величинами $y(n,k_1)$ и $y(n,k_1+1)$ зависит от относительного числа общих ТО, наблюдаемых в соседних ППИ, т.е. от относительного размера области *B*.

Поскольку число общих ТО в соседних ППИ определяется площадью перекрытия областей зондирования, то для оценки коэффициента корреляции ρ этих величин предлагается использовать величину отношения площадей

$$\mu_s = \frac{S_B}{S_{AB}} = \frac{S_C}{S_{BC}}, \tag{18}$$

где S_A, S_B, S_C – площади областей A, B, C соответственно; $S_{AB} = S_B + S_A$, $S_{BC} = S_B + S_C$ – площадь всего пятна. Оценим значение параметра μ_s с учетом типовых параметров ДМРЛ.

Для произвольной наклонной дальности R_n площадь облучаемой поверхности S_{AB} может быть вычислена как площадь эллипса, т.е.

$$S_{AB} = \frac{1}{4}\pi ab \simeq \frac{1}{4}\pi R_n^2 \theta_\alpha \theta_\beta, \tag{19}$$

где $\theta_\alpha, \theta_\beta$ – ширина луча ДНА в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно, выраженная в радианах (см. выше рисунок 2*a*). Площадь сегмента эллипса S_A или S_C можно аппроксимировать площадью прямоугольника высотой $b = R_n\theta_\beta$ и шириной $a = \Omega_a T_{\text{п}} R_n$, равной величине линейного перемещения центра луча за время одного ППИ. Таким образом, получим

$$S_A = \Omega_a T_{\text{п}} R_n^2 \theta_\beta. \tag{20}$$

Из (19) и (20) получаем оценку величины отношения площадей

$$\mu_s = 1 - \frac{4\Omega_a T_{\text{п}}}{\pi\theta_\alpha}. \tag{21}$$

Так, для значений $\Omega_a = 30$ град/с, $\theta_\alpha = 1^\circ$ и $T_n = 0{,}001$ с получим $\mu_s \simeq 0{,}962$. В общем случае, рассматривая типовые значения параметров $\Omega_a, \theta_\alpha, T_{\text{п}}$ наземных ДМРЛ, можно убедиться, что значения μ_s находятся в пределах 0,9...0,999. При этом величина $\mu_s \in [0, 1]$ может рассматриваться, как оценка степени корреляции величин $y(n, k_1)$ и $y(n, k_1 + 1)$ в случае неподвижного МО.

Полученный результат обобщается на случай областей с неоднородными параметрами МО. При этом приведенные выше оценки следует рассматривать отдельно для каждой из *M* подобластей области $D(n,k)$.

В случае подвижного МО рассматриваемый комплексный случайный процесс дополнительно приобретает линейно изменяющуюся фазовую функцию, скорость изменения которой определяется частотой Доплера.

Разработка имитационной модели дискретного случайного процесса отсчетов комплексной огибающей

Имитационная модель дискретного случайного процесса $y(n,k) = y(t_k)$ $(k = 1,2,\ldots)$ должна учитывать следующие условия:

1) зондируемая область МО не является неподвижной, а перемещается в пространстве с некоторой средней для ТО скоростью;

2) имеет место сильная корреляция между соседними отсчетами, обусловленная существенным относительным перекрытием пространственных областей зондирования в смежных ППИ;

3) в силу случайного характера параметров ТО имеет место статистический разброс значений амплитуд и фаз КО относительно средних значений.

Первое условие означает, что средняя частота случайного процесса должна соответствовать частоте Доплера $F_{\text{Д}} = 2V_r / \lambda$ при фазовой функции вида (9), где $\varphi_V(n,k) = 2\pi F_{\text{Д}} t_k$, $t_k = T_{\text{п}} k$.

Выполнение второго условия может быть достигнуто путем использования в качестве коэффициента корреляции ρ для значений амплитуд и фаз значения оценочного параметра μ_s (21).

В качестве имитационной модели, в которой могут быть реализованы перечисленные условия, хорошо подходит узкополосный случайный процесс

$$y(t_k) = A(t_k)\exp\left[\,\mathrm{j}\left(2\pi F_{\text{Д}} t_k + \varphi(t_k)\right)\right]. \qquad (22)$$

Параметры случайных функций $A(t_k)$ и $\varphi(t_k)$ – средние значения, дисперсии, корреляционные свойства и др., следует выбирать с учетом особенностей моделируемых МО.

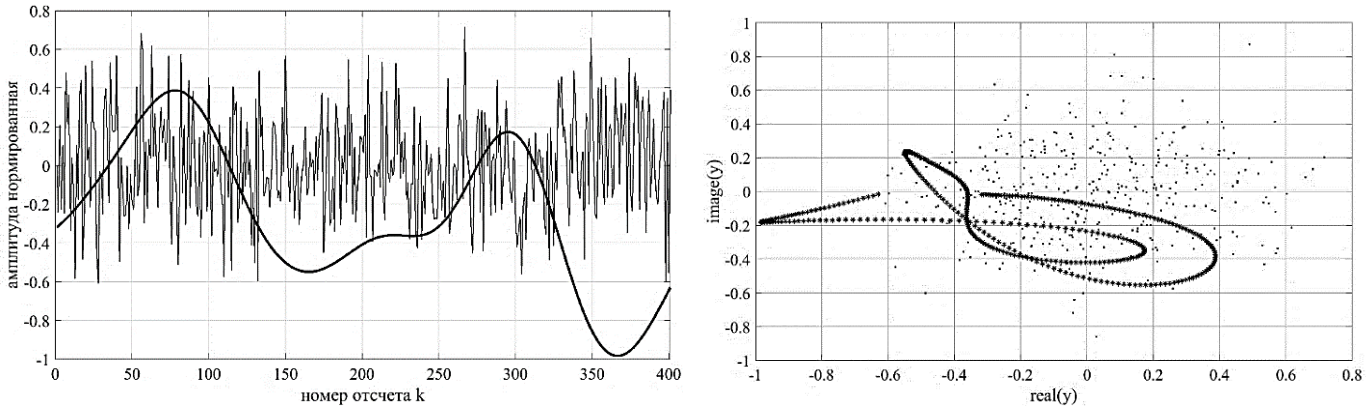
В данной работе при имитационном моделировании согласно (22) процессы амплитудной и фазовой модуляции задавались в виде процессов

$$A(t_k) = A_0(1+0,5\zeta_k), \qquad \varphi(t_k) = 0,5\pi\gamma_k, \tag{23}$$

где ζ_k, γ_k – независимые дискретные гауссовские случайные процессы с нулевыми средними значениями, единичными дисперсиями и коэффициентами корреляции μ_s, которые были сгенерированы методом формирующего фильтра [16, 17]. Величина A_0 определяется значением отражательной способности МО с учетом ее дальности и параметров ДМРЛ на основе основного уравнения радиолокации.

Рассмотрим применение введенной модели для случая однородной области $D(n,k)$, когда средняя скорость перемещения ТО равна нулю.

Результаты значений случайного процесса в этом случае представлены на рисунке 4*а* в виде зависимости действительных значений $y(n,k)$ от номера *k* и на рисунке 4*б* в виде отметок на комплексной плоскости $\{\mathrm{Re}[y(n,k)], \mathrm{Im}[y(n,k)]\}$.



а *б*

Рисунок 4 – Значения комплексных отсчетов $y(n,k)$ $(k = 1,...,400)$:
а - действительная часть отсчетов как функция *k* при $\mu_s = 0,98$ (толстая линия) и $\mu_s = 0$ (тонкая линия); *б* - изображения на комплексной плоскости при $\mu_s = 0,98$ (символы '*') $\mu_s = 0$ (символы '.')

На обоих рисунках 4*а* и 4*б* представлены значения для двух случаев:

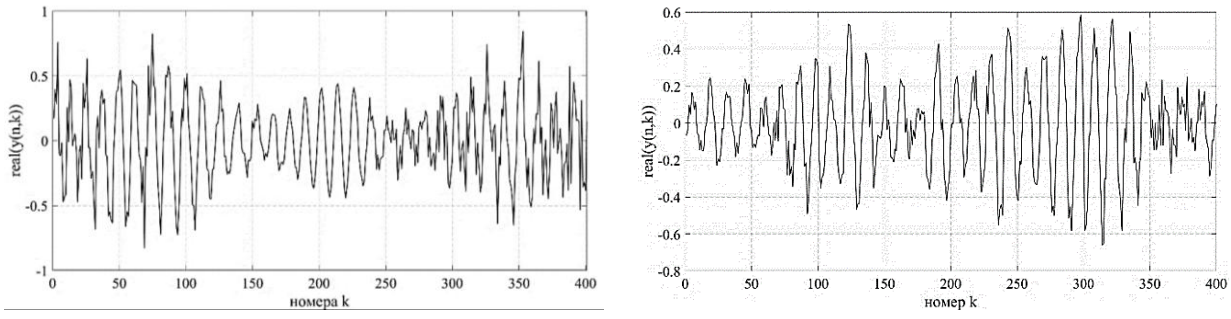
1) при отсутствии связи между значениями $y(n,k)$ и $y(n,k+1)$, когда $S_B = 0$ и, соответственно, $\mu_s = 0$;

2) при наличии зависимости значений отсчетов и параметре $\mu_s = 0{,}98$, соответствующему значениям $\Omega_a = 30$ град/с, $\theta_\alpha = 2^\circ$, $T_\text{п} = 0{,}001$ с.

Как видно из рисунка 4, случайный процесс $\{y(n,k),\, k = 1,2,,...\}$ при значениях $\mu_s \approx 1$ приобретает весьма сглаженный вид, характерный для сильно коррелированных процессов, и существенно отличается от процесса с независимыми значениями при $\mu_s \approx 0$. Именно первый случай характерен для ДМРЛ, т.к. их параметры согласно (21) обеспечивают значения μ_s близкие к единице. Оценки значения коэффициента корреляции ρ между соседними отсчетами, полученные на основе результатов моделирования, показывают, что имеет место соотношение $\rho \cong \mu_s$.

Рассмотрим теперь общий случай, когда скорость ТО, а, следовательно, и частота Доплера принимаемых сигналов в областях МО отлична от нуля. В этом случае представляет интерес верификация имитационной модели процесса $y(n,k)$, которая может быть получена путем его сравнения с результатами прямого моделирования на основе соотношения (6).

Пример реализации действительной части случайного процесса $\{y(n,k),\, k = 1,...,K\}$ для одного элемента дальности при $K = 400$, полученного путем моделирования КО сигнала МО согласно соотношению (6), приведен на рисунке 5*а*.



а *б*

Рисунок 5 – Пример реализации случайного процесса $\text{real}\big(y(n,k)\big)$ при значениях $\mu_s = 0{,}98$ и $V_r = 4$ м/с ($F_\text{Д} = 80$ Гц):

а - прямое моделирование ТО; *б* - имитационное моделирование узкополосного процесса

Параметры ДМРЛ, использованные при моделировании: длина волны зондирующего колебания $\lambda = 0{,}1$ м, ширина луча ДНА $\theta_\alpha = \theta_\beta = 2^\circ$, угол наклона луча относительно горизонта $\beta_0 = 10^\circ$, дальность элемента разрешения $R_n = 2000$ м, длительность ППИ $T_\text{п} = 0{,}001$ с, скорость вращения антенны $\Omega_a = 30$ град/с (таким образом, согласно (21) значение параметра $\mu_s = 0{,}981$). При моделировании использовано число ТО $N_{n,k} = 320$ в одном элементе разрешаемого объема при равномерном распределении ТО внутри объема с угловым разносом в $0{,}1^\circ$. Средняя радиальная скорость ТО полагалась равной $V_r = 4$ м/с, что соответствует доплеровскому смещению частоты $F_\text{Д} = 80$ Гц. Число отсчетов $K = 400$ значений КО согласно заданным значениям ДМРЛ соответствует линейной протяженности наблюдаемого МО около 400 м в горизонтальной плоскости.

Отметим, что, как показывает анализ результатов прямого моделирования сигналов МО, уже при $N_{n,k} \geq 100$ плотность распределения вероятностей (ПРВ) значений $y(n,k)$ достаточно близка к теоретической. При этом даже при $N_{n,k} = 50000$ время моделирования одного отсчета КО очень мало и составляет значение порядка 0,01 с.

Случайный характер процесса $\{y(n,k),\, k = 1,2,,...\}$ при вычислениях согласно (6) моделировался путем генерирования значений случайных амплитуд $a_i(n,k) \sim \mathcal{R}(a)$, случайных фаз $\tilde{\varphi}_0(n,k) \sim U[0,\, 2\pi]$ и случайных скоростей $V_{r,i} = V_r + \tilde{V}_i$ при $\tilde{V}_i \sim \mathcal{N}$ (1,0.01). Примечательно отметить сходство реализации случайного процесса на рисунке 5*а*, полученного путем статистического моделирования, с записями реальных сигналов от метеообразований из [1, рис. 4.3], полученных при значении ППИ 0,75 мс и наличии большого доплеровского сдвига частота (величина сдвига частоты не указана).

Имитационное моделирование процесса $y(t_k)$ (22) в рассматриваемом случае с использованием функций $A(t_k)$ и $\varphi(t_k)$ в виде (23) выполнено при тех же условиях, что и прямое моделирование процесса $\{y(n,k),\, k = 1,2,,...\}$ на основе

сигналов множества ТО. При имитационном моделировании действительная часть процесса $y(t_k)$, как функция номера *k*, представлена на рисунке 5*б*, которую можно сравнить с рисунком 5*а*. Кроме визуального сходства имеет место также совпадение и статистических характеристик обоих процессов – среднего значения, дисперсии, коэффициента корреляции, среднего значения частоты спектра.

Полученные результаты показывают возможность использования имитационного моделирования на основе модели процесса (22) для формирования отсчетов КО сигналов МО с учетом как свойств самих МО – отражательной способности, средней скорости перемещения, так и свойств ДМРЛ – длины волны несущего колебания, ширины луча в обеих плоскостях, угла наклона луча относительно горизонта, скорости вращения антенны, значения ППИ. В случае неоднородности МО внутри разрешаемого объема соотношения (22), (23) используются для моделирования случайных процессов каждой подобласти согласно (12) на основе заданных значений скалярного и векторного полей независимо для каждой подобласти m=1,...,M.

Результаты моделирования и обработки сигналов от МО

Разработанная методика может быть использована для моделирования МО с неоднородными свойствами. С точки зрения безопасности полетов воздушных судов большой интерес представляют задачи обнаружения резких изменений вектора скорости перемещения воздушных масс, соответствующие явлениям турбулентности атмосферы, сдвига ветра и т.д.

В качестве примера рассмотрим задачу моделирования и обработки радиолокационных сигналов, отраженных от МО при наличии сдвига ветра для трех случаев: сдвиг ветра в горизонтальной плоскости во всем пространстве, контролируемом ДМРЛ; горизонтальный сдвиг ветра в ограниченном пространстве; сдвиг ветра в вертикальной плоскости в ограниченном пространстве.

Горизонтальный сдвиг ветра во всем пространстве наблюдения РЛС.

В этом случае области скалярного поля, характеризующие средние значения амплитуд, могут совпадать и задаваться соотношением

$$G_0(\mathbf{P}) = a_0, \quad \text{при всех } \mathbf{P} \in \mathbb{R}^3. \tag{24}$$

Две области векторного поля, характеризующие векторы скоростей, задаются соотношениями

$$\mathbf{G}_1(\mathbf{P}) = \{(0, V_1, 0)\} \quad \text{в области} \quad \mathbf{\Psi}_1 = \{x,\ y \in \mathbb{R},\ z \geq h_0\}, \tag{25а}$$

$$\mathbf{G}_2(\mathbf{P}) = \{(0, V_2, 0)\} \quad \text{в области} \quad \mathbf{\Psi}_2 = \{x,\ y \in \mathbb{R},\ z < h_0\}. \tag{25б}$$

Здесь величина h_0 задает высоту горизонтальной границы раздела двух областей. Значения V_1 и V_2 могут иметь различные знаки, что соответствует движению воздушных масс в противоположных направлениях вдоль оси *Oy*.

В рассматриваемом случае при каждом азимутальном положении α_k луча ДНА весь диапазон наклонных дальностей $R \in [R_{\min}, R_{\max}]$ можно разделить на три области:

$$\mathbb{Z}_1 = \{R \in [R_{\min}, R_0]\}, \quad \mathbb{Z}_2 = \{R \in [R_{(0)}, R_{(1)}]\}, \quad \mathbb{Z}_3 = \{R \in [R_{(1)}, R_{\max}]\}, \tag{26}$$

где

$$R_{(0)} = \frac{h_0}{\sin[\beta_0 + (\theta_\beta / 2)]}, \qquad R_{(1)} = \frac{h_0}{\sin[\beta_0 - (\theta_\beta / 2)]}. \tag{27}$$

Из геометрии расположения области МО следует, что в областях $\mathbb{Z}_1$ и $\mathbb{Z}_3$ наблюдаются сигналы от ТО со средними скоростями V_1 и V_2 соответственно, а в области $\mathbb{Z}_2$ – с обеими значениями средних скоростей. Используя типовые значения параметров ДМРЛ, можно убедиться, что протяженность области $\mathbb{Z}_2$, включающей граничную точку сдвига ветра, в зависимости от значений высоты границы h_0, угла наклона луча β_0 и ширины луча θ_β согласно (27) может находиться в пределах от нескольких сотен метров до единиц километров.

Путем моделирования сигналов для всех элементов дальности R_n $(n=1,...,N)$ и всех значений азимутальных углов α_k $(k=1,...,K)$ получим значения КО сигналов в виде прямоугольной матрицы [13, 14]

$$\mathbf{Y}=\left\{y(n,k),\ n=1,...,N,\ k=1,...,K\right\}. \qquad (28)$$

Представление матрицы (28) в виде значений $\|\mathbf{Y}\|$ или $\mathrm{real}(\mathbf{Y})$ позволяет построить двумерное изображение сигналов на плоскости в координатах «азимут-дальность», соответствующее индикатору азимут-дальность (ИАД) в декартовой системе координат (СК). Элементы этих же матриц, представленные в полярной СК с помощью значений

$$\tilde{y}(\rho_n,\alpha_k)=y(n,k) \quad \text{при} \quad \rho_n=R_n,\ \ \alpha_k=\Omega_a(k-1)T_{\text{п}}, \qquad (29)$$

соответствуют традиционному отображению радиолокационной информации на индикаторе кругового обзора (ИКО). Заметим, что значение α_1 соответствует направлению азимута, совпадающего с направлением оси *Ox*.

Моделирование элементов матрицы $\mathbf{Y}$ для рассматриваемой модели МО при $h_0=200$ м, $V_1=4$ м/с и $V_2=-4$ м/с проведено согласно описанной методики при следующих параметрах ДМРЛ: $\beta_0=10^\circ$, $\theta_\alpha=\theta_\beta=2^\circ$, $\Omega_a=30$ град/с, $T_{\text{п}}=0,001$ с.

Шаг отсчетов быстрого времени задавался равным $\Delta t=0,01$ мкс, что соответствует интервалу дальности 1,5 м. При моделировании учитывался собственный шум приемника, который добавлялся к полезному сигналу так, что значение отношения сигнал-шум (ОСШ) по мощности составляло 13 дБ.

Значения максимальной и минимальной дальности были приняты равными $R_{\min}=200$ м и $R_{\max}=4000$ м, таким образом, число отсчетов быстрого времени $N=\left](R_{\max}-R_{\min})/\Delta r\right[=2533$. Число отсчетов медленного времени $K=\left]\dfrac{360}{\Omega_a T_{\text{п}}}\right[=12000$ отсчетов. Направление луча ДНА вдоль оси *Oy*, когда азимут $\alpha_k=90^\circ$, соответствует номеру отсчета $k=3000$.

При заданных значениях параметров ДМРЛ и МО из (27) получим значения граничных дальностей $R_{(0)}=1048,2$ м, $R_{(1)}=1278,5$ м. Результаты моделирования

в виде изображений ИАД представлены на рисунке 6: *а* - для значений $\|\mathbf{Y}\|$, *б* - для значений $\mathrm{real}(\mathbf{Y})$.

Следует отметить, что выбранная геометрическая модель МО соответствует случаю, когда граница двух областей наблюдается при всех азимутальных направлениях на дальности примерно 1152 м. На индикаторе ИАД эта граница образует прямую темную линию, которая просматривается на рисунке 6*а*. Ширина этой линии соответствует протяженности области $\mathbb{Z}_2$, которая равна $R_{(1)} - R_{(0)} = 230$ м. На индикаторе ИКО эта же линия будет иметь вид кольца такой же толщины.

Действительные значения элементов матрицы $\mathbf{Y}$ (см. рисунок 6*б*) позволяют оценить величину доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала. Из рисунка 6*б* видно, что на направлениях зондирования, перпендикулярных вектору скорости – это азимутальные направления в районе значений $0^\circ, 180^\circ, 360^\circ$, доплеровское смещение частоты близко к нулю (оно строго не равно нулю, т.к. угол $\beta_0 > 0$) и в них наблюдается существенно меньшая скорость изменения КО сигнала в отличие от других направлений.

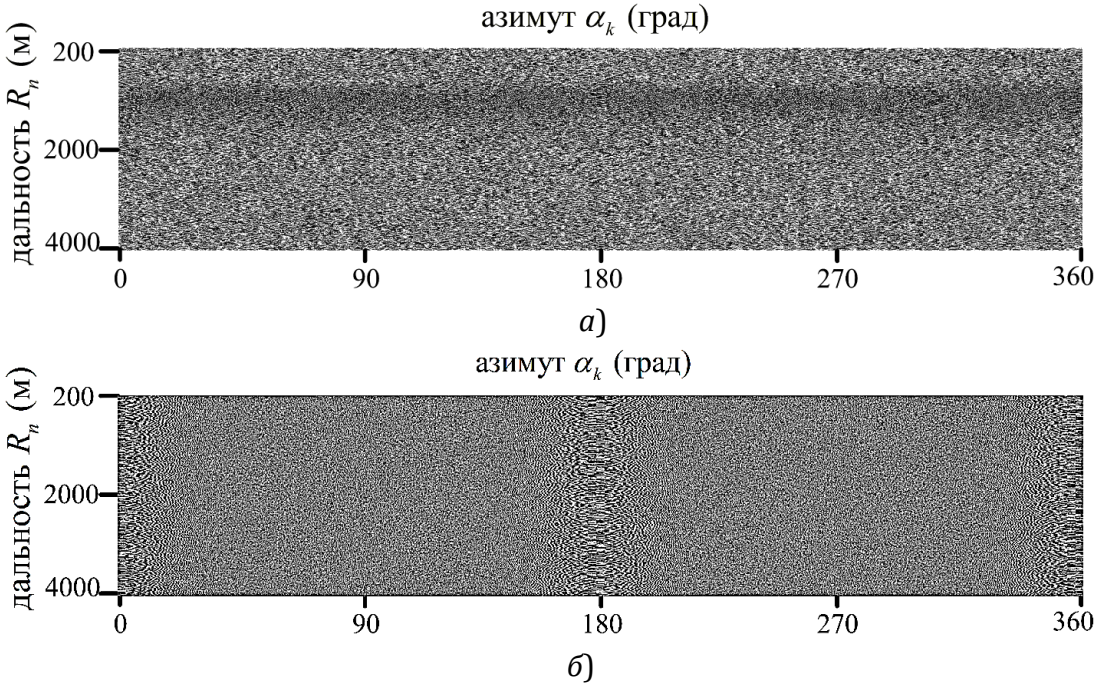
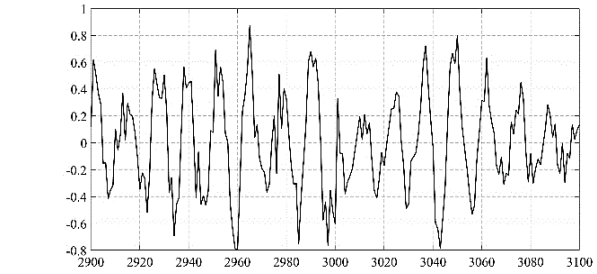


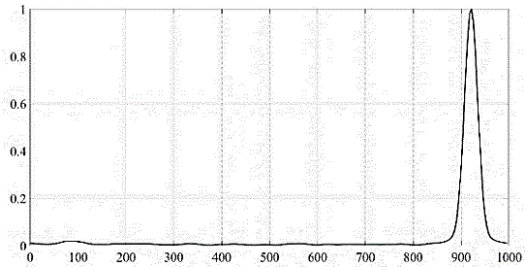
Рисунок 6 – Результаты моделирования элементов матрицы $\mathbf{Y}$:
а - значения $\|\mathbf{Y}\|$; *б* - значения $\mathrm{real}(\mathbf{Y})$

Представляет интерес рассмотрение сигналов и их частотный анализ в областях $\mathbb{Z}_1, \mathbb{Z}_2, \mathbb{Z}_3$. На рисунке 7 представлены реализации сигналов (действительные значения) для указанных областей на интервале наблюдения в течение 200 ППИ и соответствующие им периодограммы: рисунки (*а*, *б*), (*в*, *г*) (*д*, *е*) – для областей $\mathbb{Z}_1, \mathbb{Z}_2, \mathbb{Z}_3$ соответственно. Заметим, что периодограммы построены с помощью стандартной функции **pwelch** в Matlab.



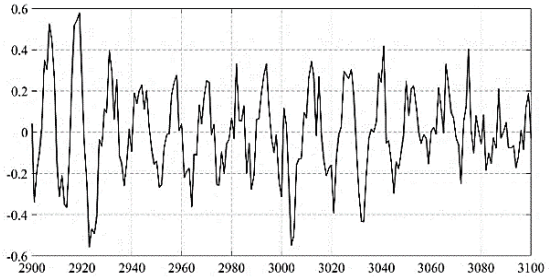
k (номер отсчета медленного времени)

а



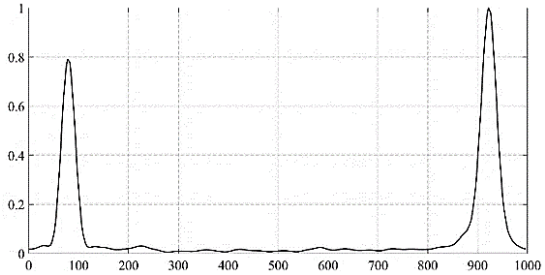
частота (Гц)

б



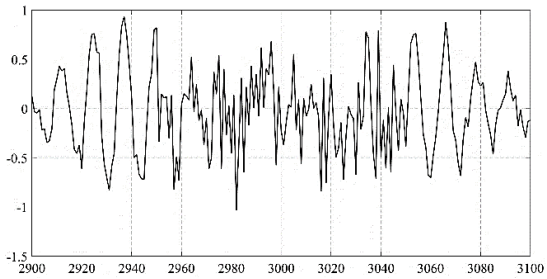
k (номер отсчета медленного времени)

в



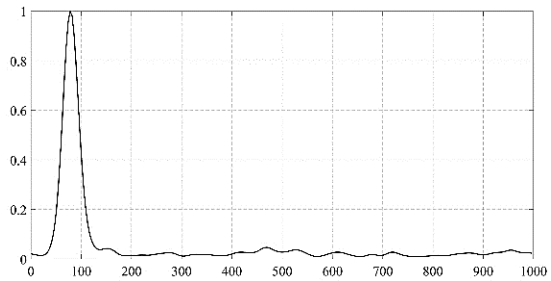
частота (Гц)

г



k (номер отсчета медленного времени)

д



частота (Гц)

е

Рисунок 7 – Действительные значения КО сигналов МО (по 200 отсчетов медленного времени) и соответствующие им периодограммы для азимутального направления вдоль оси *Oy*: *а*, *б* – в зоне $\mathbb{Z}_1$; *в*, *г* – в зоне $\mathbb{Z}_2$; *д*, *е* – в зоне $\mathbb{Z}_3$

Дискретные отсчеты на рисунках 7*а*, 7*в*, 7*д* представляют собой действительные значения КО сигналов, полученные при совпадении или небольшом отклонении направления луча ДНА от направления оси *Oy*, т.е. когда

значение доплеровского смещения частоты максимально. Это номера отсчетов медленного времени $k = 2900...3100$, соответствующие азимуту $\alpha_k \simeq 90^\circ$.

Согласно заданным значениям средних скоростей V_1, V_2 можно рассчитать доплеровские смещения частоты для первой и второй области МО соответственно [13]:

$$F_{Д1} = -\frac{2V_1}{\lambda}\cos\beta_0 \simeq -78{,}8 \text{ Гц}, \quad F_{Д2} = -\frac{2V_2}{\lambda}\cos\beta_0 \simeq 78{,}8 \text{ Гц}. \tag{30}$$

Именно такие значения частот сигналов с погрешностью около 1 Гц наблюдаются на периодограммах рисунок 7*а* (область дальностей $\mathbb{Z}_1$) при $\hat{F}_{Д1} = F_{\text{п}} - \hat{F}_1 \simeq -78{,}1$ Гц и рисунок 7*е* (область дальностей $\mathbb{Z}_3$) при $\hat{F}_{Д2} \simeq 78{,}2$ Гц, где $F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}} = 1000$ Гц.

На рисунке 7*г* имеем периодограмму, содержащую сигналы ТО с различными значениями средних скоростей (область дальностей $\mathbb{Z}_2$), на которой четко видны два пика, свидетельствующие о наличии сдвига ветра (т.е. скачка скорости) в этой области.

Аналогичные результаты моделирования могут быть получены и для более сложных случаев, когда МО содержат множество областей, отличающиеся отражательной способностью, средними скоростями ТО, геометрическими размерами, формой и расположением. Такие результаты могут быть использованы для анализа свойств принимаемых сигналов, выявления характерных признаков различных МО и разработки эффективных алгоритмов обработки таких сигналов.

Время моделирования матрицы $\mathbf{Y}$ для рассмотренного случая составило 26 с на процессоре Intel Core i7-12700K (3,60 GHz).

Горизонтальный сдвиг ветра в локальной области пространства.

Этот случай отличается от предыдущего лишь иным видом скалярного поля. При том же виде векторного поля можно задать скалярное поле на локальной области – прямоугольном параллелепипеде, гауссоиде и др.

Используя то же векторное поле, что и в предыдущем случае, определяемое соотношениями (25а) и (25б), зададим его локальное действие с помощью

скалярного поля гауссоида в виде (2), где центральная точка имеет координаты $\mathbf{P}_0 = (0,\ 1083,\ 200)$, а коэффициенты $a_x = 0{,}0005$, $a_y = 0{,}01$ $a_z = 0{,}0005$. Значения координат точки $\mathbf{P}_0$ выбраны таким образом, чтобы в центре гауссоида наблюдалось максимальное значение доплеровского сдвига частоты при высоте границы $h_0 = 200$ м и наклонной дальности 1083 м в направлении оси *Oy*. Значения коэффициентов a_x, a_y, a_z определяют форму гауссоида, имеющего размеры (по уровню 0,5 от максимального значения) примерно 2700 м по осям *Ox* и *Oz* и 140 м по оси *Oy*.

При использовании тех же параметров МО, с учетом нового скалярного поля, и тех же параметров ДМРЛ, проведено моделирование матрицы $\mathbf{Y}$ КО сигналов. Примеры реализации элементов матриц $\|\mathbf{Y}\|$ и $\mathrm{real}(\mathbf{Y})$ в виде изображения ИАД представлены на рисунках 8*а* и 8*б* соответственно.

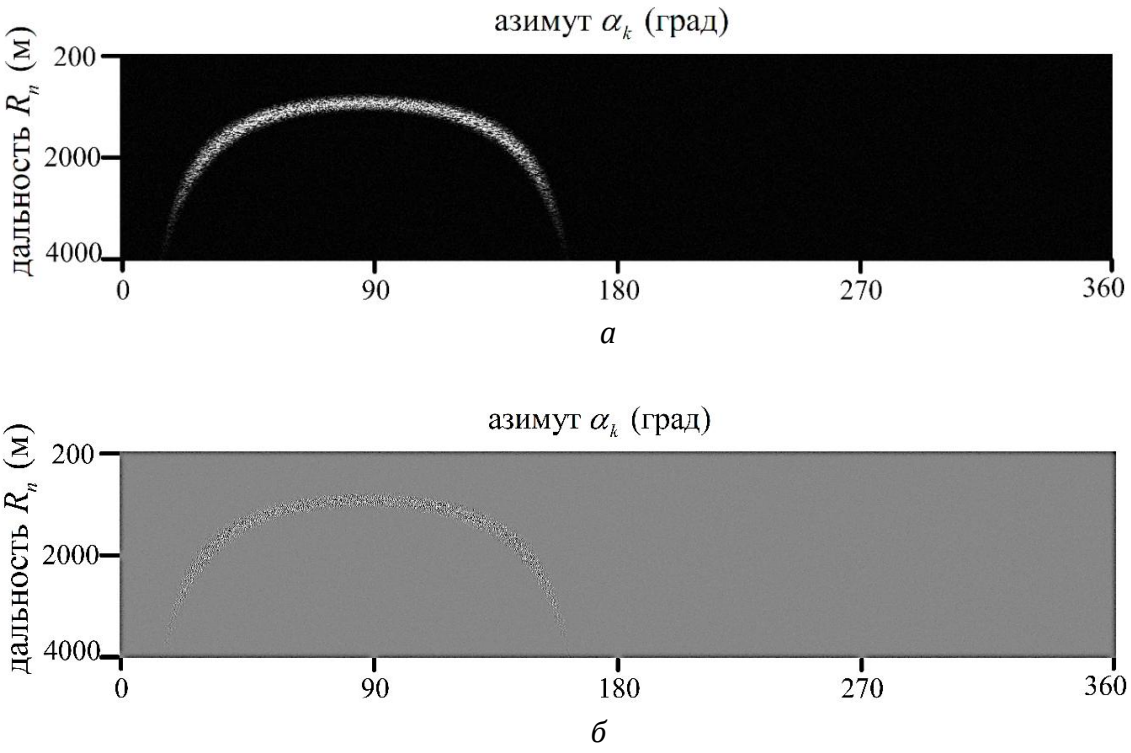


Рисунок 8 – Результаты моделирования элементов матрицы $\mathbf{Y}$:
а - значения $\|\mathbf{Y}\|$; *б* - значения $\mathrm{real}(\mathbf{Y})$

В центральной части области МО вид сигналов и соответствующие им периодограммы аналогичны представленным на рис. 7 для тех же областей $\mathbb{Z}_1, \mathbb{Z}_2, \mathbb{Z}_3$. Однако в рассматриваемом случае на матрице $\mathbf{Y}$ наблюдается

локальная область МО, имеющая дугообразный вид, который описывается формулой $R_k = |OP_0| / \sin\alpha_k$ при $\alpha_k = 20^\circ ... 160^\circ$ (см. рис. 8).

Изменяя вид скалярного поля или задавая несколько различных скалярных полей, можно менять форму и расположение области (или областей) МО в пространстве.

Вертикальный сдвиг ветра в локальной области пространства.

Вертикальный сдвиг ветра в локальной области пространства можно задать, вводя по аналогии с (25а) векторное поле

$$\mathbf{G}_B(\mathbf{P}) = \{(0, 0, V_z)\} \quad \text{в области} \quad \mathbf{\Psi}_1 = \{x, y \in \mathbb{R}, z \geq h_0\}, \tag{31}$$

и ограничив его локальное действие с помощью скалярного поля гауссоида в виде (2). Значение $V_z > 0$ в (31) характеризует восходящий поток ветра вдоль оси *Oz*, с отрицательным значением частоты Доплера согласно формуле

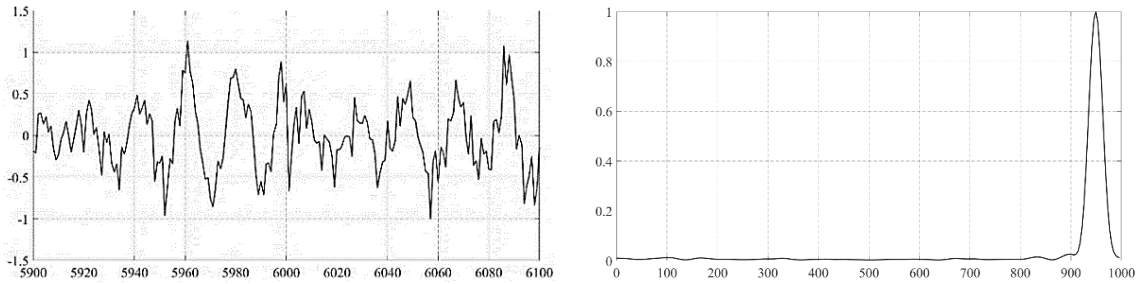
$$F_{\text{ДВ}} = -\frac{2V_z}{\lambda}\cos(90 - \beta_0). \tag{32}$$

При моделировании матрицы $\mathbf{Y}$ в рассматриваемом случае задавалась скорость вертикального ветра $V_z = 4$ м/с, а локальная область – в виде полубесконечного вертикального цилиндра с размытыми краями, когда параметры скалярного поля в (2) равны $a_x = 0{,}005$, $a_y = 0{,}005$, $a_z = 0{,}00001$ с центром в точке $\mathbf{P}_0 = (-1100, 0, 707)$. Таким образом, размеры области по осям *Ox* и *Oy* составляют примерно 280 м и практически не ограничены по высоте.

Координаты точки $\mathbf{P}_0$ центра области соответствуют положению ее на азимутальном направлении $\alpha_k = 180^\circ$ (значения $k \simeq 6000$) при наклонной дальности около 1300 м. При моделировании было задано значение ОСШ 10 дБ по мощности.

Для обеспечения возможности получения оценки частоты Доплера для выбранных параметров МО был выбран угол наклона луча $\beta_0 = 40^\circ$, при котором, как следует из (31), значение частоты Доплера равно $F_{\text{ДВ}} = -40$ Гц. Остальные параметры МРЛС приняты такими же, как и в предыдущем случае.

На рисунке 9 представлена реализация сигналов (действительные значения) на интервале наблюдения в течение 200 ППИ (*а*) и соответствующая ей периодограмма (*б*). По периодограмме возможно получение оценки частоты Доплера, которая равна –50 Гц, таким образом ошибка оценки частоты составила примерно 10 Гц.

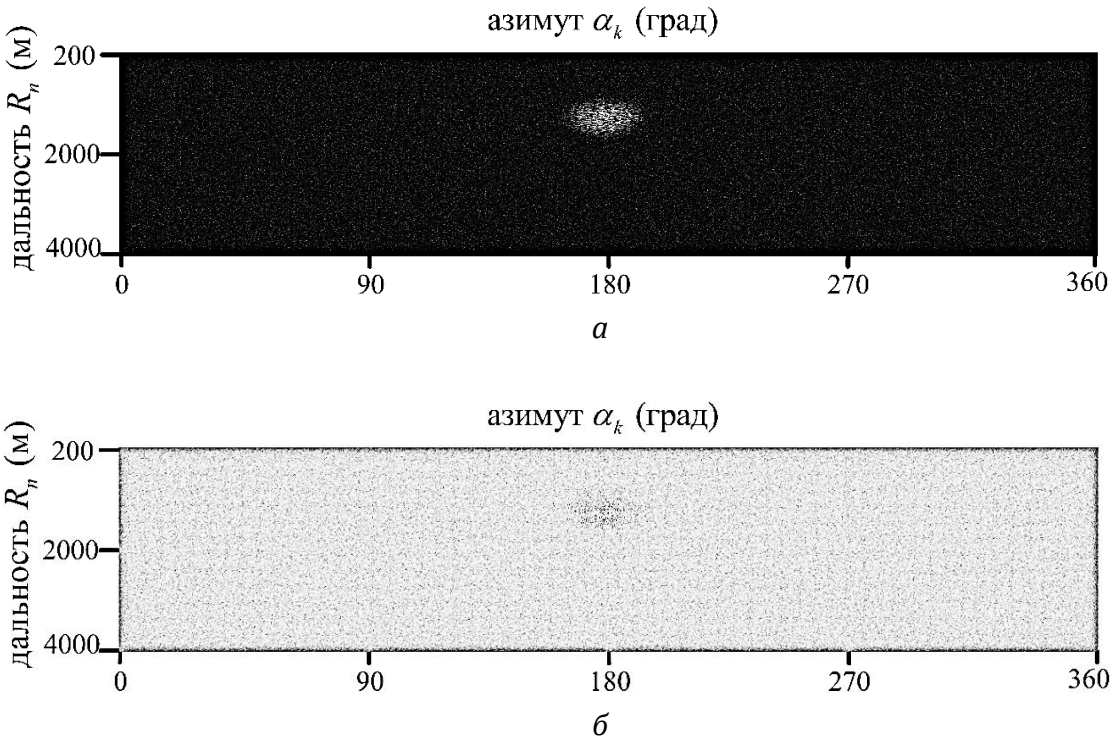


k (номер отсчета медленного времени) частота (Гц)

а *б*

Рисунок 9 – Действительные значения КО сигналов МО (*а*) и их периодограмма (*б*) для азимутального направления вертикального сдвига

Примеры реализации элементов матриц $\|\mathbf{Y}\|$ и $\mathrm{real}(\mathbf{Y})$ в виде изображения ИАД представлены на рисунках 10*а* и 10*б* соответственно. Наблюдаемая область МО расположена в центральной части матрицы, соответствующей значениям азимута в районе 180^0 и наклонной дальности около 1300 м.



а

б

Рисунок 10 – Результаты моделирования элементов матрицы $\mathbf{Y}$ при вертикальном сдвиге ветра: *а* - значения $\|\mathbf{Y}\|$; *б* - значения $\mathrm{real}(\mathbf{Y})$

Время моделирования зависит от размеров матрицы $\mathbf{Y}$. Во всех рассмотренных примерах этот размер равен $N \times K = 2533 \times 12000$, что определило время моделирования около 26 с. С ростом числа отсчетов быстрого времени N, обусловленным увеличением дальности или разрешающей способности по дальности, время моделирования увеличивается в прямо пропорциональной зависимости. Это время увеличивается также с увеличением числа областей МО и их размеров.

Заключение

Моделирование радиолокационных сигналов, отраженных от метеообразований различного вида, позволяет, во-первых, проводить анализ и сравнение различных алгоритмов обработки сигналов в ДМРЛ, и, во-вторых, использовать модельные сигналы для оценки эффективности и верификации макетов метеорадаров без проведения весьма затратных натурных испытаний.

В работе предложен подход к процедуре моделирования радиолокационных сигналов в ДМРЛ, включающий три этапа.

Первый этап состоит в разработке математической модели метеообразования, рассматриваемого как область пространства и характеризующегося свойствами полей двух видов – скалярного и векторного. Скалярное поле задает пространственную функцию распределения отражательной способности метеообразования в заданной области, а векторное поле – функцию распределения вектора скоростей. Эта модель используется при формировании отраженных сигналов на следующих этапах моделирования.

Второй этап заключается в моделировании отраженного сигнала от метеообразования, которое представляется в виде множества точечных отражателей (ТО), равномерно распределенных в заданном пространстве. Комплексная огибающая (КО) сигнала представляется в виде суммы КО отдельных ТО, имеющих собственную амплитуду и фазовый сдвиг, определяемый частотой Доплера. В случае неоднородного метеообразования сигнал в одном объемном элементе разрешения ДМРЛ моделируется в виде

суммы КО сигналов отдельных подобластей, в которых параметры метеообразования можно считать однородными.

Показано, что для получения результатов моделирования, адекватных реальным сигналам, в одном разрешаемом объеме достаточно использовать не более нескольких сотен ТО. Такой подход к моделированию протяженных областей метеообразований может оказаться весьма затратным (с точки зрения вычислительных ресурсов), когда число моделируемых элементов разрешения велико. Поэтому второй этап моделирования целесообразно использовать для выявления характерных свойств сигналов в зависимости от свойств метеообразований и параметров ДМРЛ при небольшом числе элементов разрешения.

Полученные на втором этапе свойства радиолокационных сигналов, отраженных от метеообразований, следует использовать на третьем этапе моделирования, целью которого является получение двумерной матрицы цифровых отсчетов в координатах «азимут-дальность». На этом этапе для формирования КО сигналов в каждом разрешаемом объеме ДМРЛ используется имитационное моделирование сигнала. При этом в качестве имитационной модели хорошо подходит случайный узкополосный процесс (или совокупность процессов), центральная частота которого совпадает с частотой Доплера в каждом элементе разрешения.

Для каждого этапа моделирования приведены примеры моделей метеообразований и сигналов. В качестве математических моделей областей метеообразований различной формы предлагается использовать объемные тела в виде прямоугольного параллелепипеда или гауссоида. Результаты моделирования КО сигналов на втором и третьем этапах представлены в виде реализаций случайных процессов при различных значениях параметров метеообразований и характеристик ДМРЛ. Для случая имитационного моделирования случайного процесса (третий этап) получено соотношение, на основании которого можно оценить коэффициент корреляции соседних выборочных значений с учетом основных характеристик ДМРЛ.

Конфликт интересов

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Conflict of interest

The authors declare no conflict of interest.

Список источников

1. Doviak R. J., Zrnic D. S. Doppler Radar and Weather Observations. 2nd ed. — London: Academic Press Limited, 1993. — 562 p.
2. Руководство по сдвигу ветра на малых высотах: Doc 9817 AN/449 / Международная организация гражданской авиации. — Изд. первое. — Монреаль: ИКАО, 2005. — 258 с.
3. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. — М.: Техносфера, 2014. — 680 с.
4. Кхыонг Н. В. Обоснование возможности применения посадочного радиолокатора для обнаружения метеообразований // Труды Московского физико-технического института. — 2021. Вып. 1(49). Т. 13.— С. 71–82.
5. Cheong B. L., Hoffman M. W., Palmer R. D. Efficient Atmospheric Simulation for High-Resolution Radar Imaging Applications // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. — 2004. — Vol. 21, № 2. — P. 374–378.
6. Liu X., Liu C., Liu W. Wind Shear Target Echo Modeling and Simulation // Discrete Dynamics in Nature and Society. — 2015. — Vol. 2015. — Article ID 479804. — 6 p.
7. Fan Y., Wu R., Meng Zh., Su Zh. Wind Shear Signal Simulation of the Airborne Weather Radar // May 2011, IEEE Radar Conference - Proceedings. — Kansas City, MO, 2011. — P. 710–713.
8. Choi J., Koh I.-S., Jung J.-H. Time Domain Signal Simulation of Weather Clutter for an Airborne Radar Based on Measured Data // Journal of Electromagnetic Engineering and Science. — 2022. — Vol. 22, № 4. — P. 403–411.
9. Lei L., Zhang G., Cheong B. L., Palmer R. D., Xue M. Simulations of Polarimetric Radar Signals Based on Numerical Weather Prediction Model Output // 25th Conference on International Interactive Information and Processing Systems

(IIPS) for Meteorology, Oceanography, and Hydrology. — 2014.

10. Li X., Lin Z., Bu Zh., He J., Liu F., Shi Zh., Tang Sh., Wang Ch., Dai Sh. Volume Scan Modeling Simulator of a 1D Phased Array Weather Radar // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. — 2023. — № 79.

11. Lagha M., Bensebti M. Weather Radar Signals with Alpha Stable Distributions // HAL Open Science. — 2007. — hal-00194153.

12. Dai Sh., Li X., Bu Zh., Chen Y., He J., Li M., Xiong M. Signal Simulation of Dual-Polarization Weather Radar and Its Application in Range Ambiguity Mitigation // Atmosphere. — 2022. — Vol. 13, № 3. — Article 432.

13. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab: учеб. пособие / под ред. К. Ю. Гаврилова. — М.: Радиотехника, 2020. — 264 с.

14. Richards M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. 2nd ed. — New York: McGraw-Hill Education, 2013. — 656 p.

15. Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. — М.: Сов. радио, 1960.

16. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1971.

17. Jaffe R. C. Random Signals for Engineers Using MATLAB and Mathcad. — Springer-Verlag New York. – 2000. — 374 p.

References

1. Doviak R.J., Zrnic D.S. Doppler Radar and Weather Observations, 2nd ed., Academic Press Limited, London, 1993, 562 p.

2. Rukovodstvo po sdvigu vetra na malykh vysotakh (Manual on Low-Level Wind Shear), Doc 9817 AN/449, International Civil Aviation Organization, Montreal, 2005, 258 p.

3. Spravochnik po radiolokatsii, v 2 kn., kn. 2 (Radar Handbook, in 2 Books, Book 2), ed. by M.I. Skolnik, translated from English ed. by V.S. Verba, Moscow, Tekhnosfera, 2014, 680 p.

4. Khuong N.V. Trudy Moskovskogo fiziko-tekhnicheskogo instituta, 2021, vol. 13, no. 1, pp. 71-82.

5. Cheong B.L., Hoffman M.W., Palmer R.D. Efficient Atmospheric Simulation for High-Resolution Radar Imaging Applications, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 2004, vol. 21, no. 2, pp. 374-378.

6. Liu X., Liu C., Liu W. Wind Shear Target Echo Modeling and Simulation, Discrete Dynamics in Nature and Society, 2015, vol. 2015, Article ID 479804, 6 p.

18. Fan Y., Wu R., Meng Zh., Su Zh., Lu X., Huang J. Wind Shear Signal Simulation of the Airborne Weather Radar. May 2011, IEEE Radar Conference - Proceedings. — Kansas City, MO, 2011. — P. 710–713.

7. Proceedings of the 2011 IEEE Radar Conference (RadarCon), Kansas City, MO, 2011, pp. 710-713.

8. Choi J., Koh I.-S., Jung J.-H. Time Domain Signal Simulation of Weather Clutter for an Airborne Radar Based on Measured Data, Journal of Electromagnetic Engineering and Science, 2022, vol. 22, no. 4, pp. 403-411.

9. Lei L., Zhang G., Cheong B.L., Palmer R.D., Xue M. Simulations of Polarimetric Radar Signals Based on Numerical Weather Prediction Model Output, 25th Conference on International Interactive Information and Processing Systems (IIPS) for Meteorology, Oceanography, and Hydrology, 2014.

10. Li X., Lin Z., Bu Zh., He J., Liu F., Shi Zh., Tang Sh., Wang Ch., Dai Sh. Volume Scan Modeling Simulator of a 1D Phased Array Weather Radar, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2023, no. 79.

11. Lagha M., Bensebti M. Weather Radar Signals with Alpha Stable Distributions, HAL Open Science, 2007, hal-00194153.

12. Dai Sh., Li X., Bu Zh., Chen Y., He J., Li M., Xiong M. Signal Simulation of Dual-Polarization Weather Radar and Its Application in Range Ambiguity Mitigation, Atmosphere, 2022, vol. 13, no. 3, Article 432.

13. Modelirovanie i obrabotka radiolokatsionnykh signalov v Matlab. Ucheb. posobie (Modeling and Processing of Radar Signals in Matlab: A Study Guide), ed. by K.Yu. Gavrilov, Moscow, Radiotekhnika, 2020, 264 p.

14. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing, 2nd ed., McGraw-Hill Education, New York, 2013, 656 p.

15. Vainshtein L.A., Zubakov V.D. Vydelenie signalov na fone sluchainykh

pomekh (Extraction of Signals Against Random Interference Background), Moscow, Sov. radio, 1960.

16. Bykov V.V. Tsifrovoe modelirovanie v statisticheskoi radiotekhnike (Digital Modeling in Statistical Radio Engineering), Moscow, Sov. radio, 1971.

17. Jaffe R.C. Random Signals for Engineers Using MATLAB and Mathcad, Springer-Verlag New York. – 2000. 374 p.

Информация об авторах

Константин Юрьевич Гаврилов, д.т.н., доцент, профессор кафедры 410 «Радиолокация, радионавигация и бортовое радиоэлектронное оборудование», Московский авиационный институт (национальноый исследовательский университет), г. Москва, Россия; e-mail: kongav3461@mail.ru

Александр Анатольевич Безуглов, ведущий специалист**,** Филиал Публичное акционерное общество «Объединенная авиастроительная корпорация» – Оперативной тактической авиации ОКБ Сухого, г. Москва, Россия; e-mail: bezuglov_70@mail.ru

Information about the authors

Konstantin Yu. Gavrilov, Doctor of Technical Sciences, Docent, Professor of the department № 410 "Radar, radio navigation and avionics", Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia; e-mail: kongav3461@mail.ru

Alexander A. Bezuglov, Leading Specialist**,** Branch of the United Aircraft Corporation Public Joint Stock Company – Operational Tactical Aviation of the Sukhoi, Moscow, Russia; e-mail: bezuglov_70@mail.ru

Получено 13 июля 2026 ● Принято к публикации 29 июля 2026 ● Опубликовано 28 октября 2026
Received 13 July 2026 ● Accepted 29 July 2026 ● Published 28 October 2026