

Дистанционное зондирование сред

DOI 10.66032/2221-2574-2026-1-3-5-14

УДК 621.396.96

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКОГО РАДИОЛОКАТОРА ПРИ НАБЛЮДЕНИИ НЕОДНОРОДНЫХ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ

Гаврилов Константин Юрьевич

доктор технических наук, профессор кафедры 410 «Радиолокация, радионавигация и бортовое радиоэлектронное оборудование», Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)¹.

Безуглов Александр Анатольевич

ведущий специалист, филиал ПАО «Объединённая авиастроительная корпорация» — Оперативно-тактическая авиация².

¹Адрес: 125993, Российская Федерация, г. Москва, Волоколамское шоссе, д. 4.²Адрес: 125284, Российская Федерация, г. Москва, ул. Поликарпова д. 23А.E-mail для связи: kongav3461@mail.ru

Аннотация: Работа посвящена разработке методики моделирования сигналов доплеровских метеорологических радиолокаторов. Предлагаемая методика включает три этапа. На первом этапе в математической модели метеообразования используются поля двух видов — скалярного (задаёт пространственную функцию распределения отражательной способности) и векторного (определяет распределение вектора скоростей). Второй этап заключается в моделировании отражённого сигнала от метеообразования, которое представлено в виде множества точечных отражателей. В результате проведения третьего этапа моделирования формируется двумерная матрица цифровых отсчётов (значений комплексной огибающей) сигналов в координатах «азимут-дальность». В качестве модели отражённого сигнала предложено использовать случайный узкополосный процесс, центральная частота которого равна среднему значению частоты Доплера сигнала метеообразования. Для различных видов сдвига ветра приведены примеры моделей метеообразований и соответствующих им отражённых сигналов.

Ключевые слова: доплеровский метеорологический радиолокатор, частота Доплера, отражённый сигнал, сдвиг ветра, моделирование, модель метеообразований, узкополосный процесс.

Введение

Необходимость контроля погодных условий в районе аэропортов с целью своевременного обнаружения опасных метеорологических объектов (МО) и явлений непосредственно связана с обеспечением безопасности полётов воздушных судов [1–3]. В качестве опасных метеорологических явлений (ОМЯ), представляющих угрозы для полётов воздушных судов, как правило, рассматривают грозовые образования различной степени опасности, торнадо, сдвиги ветра и другие [1, 2]. Одним из основных средств обнаружения и распознавания 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).

Модели ОМЯ и соответствующие им модели радиолокационных сигналов позволяют проводить анализ, оценку эффективности и сравнение алгоритмов обработки сигналов, а в некоторых случаях — синтез новых алгоритмов. Вопросам моделирования радиолокационных сигналов от МО посвящено большое количество работ [4–8], в которых разрабатываются модели сигналов как для наземных, так и бортовых ДМРЛ. Все используемые при моделировании подхо-

ды условно можно разделить на два вида: моделирование сигналов МО в виде множества точечных отражателей (ТО) [6, 7]. Имитационное моделирование сигналов с помощью подходящих моделей случайных процессов с различными параметрами [5,8]. Во втором случае часто проводится моделирование не самого случайного процесса, а его амплитудного спектра.

В данной работе использованы оба подхода, причём предлагаемая методика направлена на моделирование именно сигналов, а не результирующих спектров. 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.

1. Модель метеообразований

Из природы метеообразований следует, что их физическая модель может быть представлена совокупностью большого числа ТО, характеризующихся отражательной способностью (скалярная величина) и скоростью (векторная величина). 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 аргу-



менты обоих полей будут вычисляться на дискретном множестве значений $\mathbf{P}_i = (x_i, y_i, z_i)$, $i = 1, 2, \dots$ — векторов координат точек.

Простейшей моделью области пространства с резкими границами является область в виде прямоугольного параллелепипеда (ПП), которая может быть задана в виде:

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

Здесь значения (x_1, x_2) , (y_1, y_2) , (z_1, z_2) определяют границы ПП по осям Ox , Oy , Oz , а величина $\mathbf{g}$ является скаляром или вектором в зависимости от вида поля. Область ПП в виде (1) можно использовать для моделирования неоднородных ОМЯ, например, явления сдвига ветра, если задать несколько примыкающих друг к другу областей $G_1, G_2, \dots$, имеющих общие грани (вертикальные или горизонтальные), с различными значениями векторов $\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2$.

Плавные границы пространственной области изменения каждого из параметров зададим в виде гауссоида с центром в точке $\mathbf{P}_0 = (x_0, y_0, z_0)$, при этом скалярное поле задаётся соотношением

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

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

Для описания пространственного распределения скорости в некоторой области Ψ используем векторное поле вихревого типа с центром в точке $\mathbf{P}_0 = (x_0, y_0, z_0)$

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

где область Ψ может иметь форму ограниченных по высоте $h = z_{\max} - z_{\min}$ цилиндра или ПП, расположенных вертикально:

$x^2 + y^2 \leq r_g^2, z \in [z_{\min}, z_{\max}]$ — в случае цилиндра радиуса r_g ;

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

В (3) параметры a_x , a_y , a_z определяют значения максимальных составляющих вектора скорости по осям координат. На рис. 1 приведён 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.

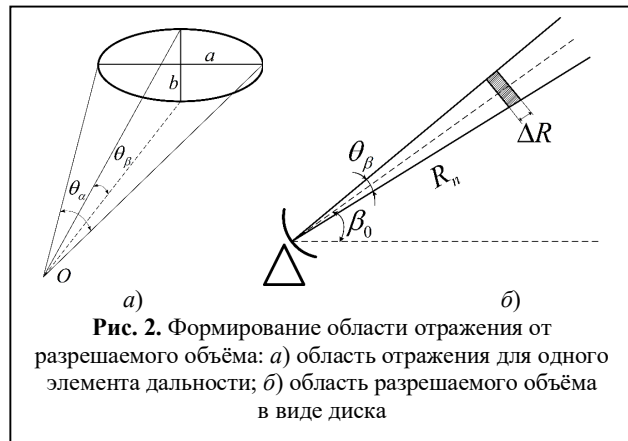
При моделировании областей МО с помощью полей следует использовать комбинацию скалярного и векторного полей, которые должны быть определены в одной и той же области пространства.

2. Модель радиолокационных сигналов

2.1. Принципы формирования отражённых сигналов

При работе ИД РЛС кругового обзора в каждом цикле обзора формируется матрица цифровых отсчётов $y(n, k)$, представляющих собой значения комплексных огибающих (КО) сжатого по дальности сигнала для номера элемента наклонной дальности R_n , $n = 1, \dots, N$ (номера отсчётов быстрого времени) в k -м периоде длительностью $T_{\text{п}}$ повторения импульсов (ППИ), $k = 1, \dots, K$ (номера отсчётов медленного времени) [9]. Значения k определяют номер ППИ, отсчитываемый относительно нулевого направления (это направление на Север, совпадающее с направлением оси Ox), и соответствуют азимутальному углу поворота антенны $\alpha_k = \Omega_a(k-1)T_{\text{п}}$, $k = 1, \dots, K$, где Ω_a — скорость вращения антенны в рад/с и $\alpha_K = 2\pi$.

В ДМРЛ сканирование 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 (рис. 2, а), длины осей которого определяются соотношениями $a(R_n) = R_n \theta_\alpha$, $b(R_n) = R_n \theta_\beta$, где θ_α , θ_β — значения ширины диаграммы направленности антенны (ДНА) в азимутальной и угломестной



плоскости соответственно.

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 $D(n, k)$ (рис. 2, б). Множество ТО этого элемента дальности 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 $V_p \cong ab\Delta R$.

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

$$y(n, k) = \sum_{i=1}^{N_{n,k}} F_a^2(\Delta\alpha_i, \Delta\beta_i) a_i(n, k) \exp(j\phi_i(n, k)), \quad (4)$$

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; $a_i(n, k) \exp(j\phi_i(n, k))$ — КО сигнала i -го ТО после сжатия; $N_{n,k}$ — число ТО в элементе $D(n, k)$.

Выражение (4) может быть использовано для моделирования значений $y(n, k)$ лишь при небольшом числе элементов разрешения. Упрощение соотношения (4) с целью представления его одним или несколькими (порядка 2...10) комплексными числами возможно путём выбора подходящей аппроксимации неоднородности МО в элементе пространства $D(n, k)$.

Если в области $D(n, k)$ МО является *однородным*, то значение КО (4) может быть представлено в виде

$$y(n, k) = a_0(n, k) \exp(j\phi_0(n, k)), \quad (5)$$

где случайные амплитуда $a_0(n, k)$ и фаза $\phi_0(n, k)$ распределены по закону Рэлея и равномерному закону соответственно [1,10]. В этом случае значения случайных величин $a_0(n, k)$ в (5) можно задавать на основе значений скалярного поля $G(\mathbf{P})$ в каждой точке $\mathbf{P} = (x, y, z)$ с учётом связи их с дискретными значениями параметров (n, k) согласно формулам:

$$x = R_n \cos \beta_0 \cos \alpha_k, \quad y = R_n \cos \beta_0 \sin \alpha_k, \quad z = R_n \sin \beta_0.$$

При наличии однородного регулярного перемещения совокупности ТО в области $D(n, k)$ фазовые коэффициенты $\phi_0(n, k)$, как функции параметров (n, k) , приобретают регулярную (детерминированную) составляющую $\phi_r(n, k)$ и могут быть представлены в виде

$$\phi_0(n, k) = \tilde{\phi}_0(n, k) + \phi_r(n, k), \quad \phi_r(n, k) = \frac{4\pi}{\lambda} V_r(n, k) T_{\Pi} k, \quad (6)$$

где $\tilde{\phi}_0(n, k)$ — случайная компонента фазы; $V_r(n, k)$ — радиальная составляющая вектора скорости ТО

(скалярная величина). Значения $V_r(n, k)$ определяют вектором скорости ТО поля $\mathbf{V}(n, k) = \mathbf{G}_i(\mathbf{P}_{n,k})$ согласно соотношению $V_r(n, k) = \mathbf{V} \otimes \mathbf{e}(\alpha_k, \beta_0)$, 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 (5) зависимость фазы $\phi_0(n, k)$ от значений k медленного времени в виде (6) характеризует закон гармонического колебания, частота которого равна частоте Доплера $F_D = -2V_r / \lambda$ сигнала цели, движущейся с радиальной скоростью V_r [9].

Если же в области $D(n, k)$ МО является *неоднородным*, то представление отсчёта $y(n, k)$ с помощью одного комплексного числа будет уже недостаточным. Обусловлено это тем, что в неоднородной области МО существуют группы частиц, отличающиеся различными значениями средних скоростей. 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

$$\phi_{V_m}(n, k) = \frac{4\pi}{\lambda} V_{r,m}(n, k) T_{\Pi} k, \quad m = 1, \dots, M,$$

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 $\phi_0^{(m)}(n, k)$ и амплитудные $a_0^{(m)}(n, k)$ коэффициенты, значение $y(n, k)$ для всей неоднородной области $D(n, k)$ можно представить в виде

$$y(n, k) = \sum_{m=1}^M a_0^{(m)}(n, k) \exp(j\phi_0^{(m)}(n, k)), \quad (7)$$

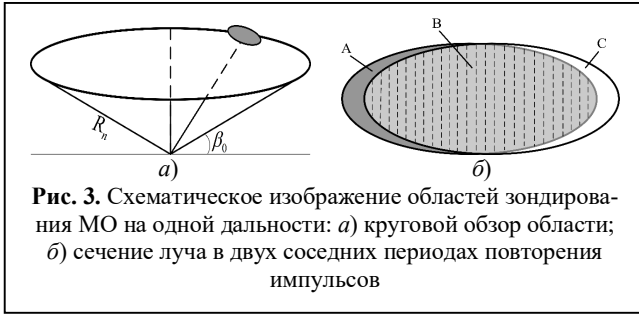
где фазовые коэффициенты

$$\phi_0^{(m)}(n, k) = \tilde{\phi}_0^{(m)}(n, k) + \phi_{V_m}(n, k).$$

В соотношении (7) число M подобластей неоднородной области $D(n, k)$ может быть небольшим, как правило $M \leq 10$, и в любом случае $M = N_{n,k}$. Следует отметить, что в случае как однородных, так и неоднородных областей МО, значения параметров $a_0(n, k)$, $V_r(n, k)$ и $a_0^{(m)}(n, k)$, $V_{r,m}(n, k)$ выбираются на основе соответствующих значений скалярного и векторного полей в заданной области или подобласти пространства.

2.2. Определение статистических свойств отсчётов КО сигнала МО

Значения $y(n, k)$, вычисляемые согласно (5) или (7) 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 . Плотность распределения вероятностей (ПРВ) амплитуд является релевской, а фаз — равномерной в пределах $[0, 2\pi]$ [1]. Определим корреляционные свойства отсчётов радиолокационных сигналов МО.

Если отсчёты КО в быстром времени следуют с интервалом, соответствующим разрешающей способности по дальности, то в первом приближении корреляцией этих отсчётов по дальности (т.е. по параметру n) можно пренебречь и при моделировании генерировать их как независимые числа [1]. Для определения корреляционных связей отсчётов КО $y(n, k)$ в случае областей $D(n, k)$ с однородными свойствами МО при различных значениях k обратимся к процедуре их формирования, которая поясняется с помощью рис. 3, где R_n — дальность до МО. Области A и B 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.

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

$$y(n, k_1) = y_A(n, k_1) + y_B(n, k_1), \quad (8a)$$

$$y(n, k_1 + 1) = y_B(n, k_1 + 1) + y_C(n, k_1 + 1). \quad (8б)$$

Соотношение (8б) можно переписать в виде

$$y(n, k_1 + 1) = y(n, k_1) + \Delta y(n, k_1 + 1), \quad (9)$$

где

$$\Delta y(n, k_1 + 1) = \tilde{y}_B(n, k_1) + y_{AC}(n, k_1 + 1), \quad (10)$$

$$\tilde{y}_B(n, k_1 + 1) = y_B(n, k_1) - y_B(n, k_1), \quad (11a)$$

$$y_{AC}(n, k_1 + 1) = y_C(n, k_1) - y_A(n, k_1). \quad (11б)$$

Соотношение (9) является ключевым с точки зрения определения связи между случайными комплексными числами $y(n, k_1)$ и $y(n, k_1 + 1)$. Как следует из (9), эта связь определяется значениями вклада в результирующий сигнал $y(n, k_1 + 1)$ величин $y(n, k_1)$ и $\Delta y(n, k_1 + 1)$.

Проведём анализ величины $\Delta y(n, k_1 + 1)$, представленной в виде соотношения (10). Рассмотрим сна-

чала первое слагаемое $\tilde{y}_B(n, k_1 + 1)$ в виде (11a), которое характеризует изменение КО сигнала за время T_n одного ППИ при отражении от одного и того же объёма МО — области B . Для типовых значений $T_n = 0,1 \dots 3$ мс и скоростей перемещения ТО $|V| \leq 15$ м/с [2] получим, что расстояния перемещения ТО $\Delta l = T_n |V|$ за время одного ППИ на 1...2 порядка меньше длины волны зондирующего колебания (для наземных РЛС это длины волн 5 см или 10 см). Учитывая, что взаимные перемещения ТО внутри области МО, как правило, ещё на 1...2 порядка меньше величины Δl , можно считать, что амплитуда комплексных чисел $|\tilde{y}_B(n, k)| = |y(n, k)|$ и, следовательно, их вклад в значения величин $\Delta y(n, k)$ в (10) пренебрежимо мал.

Второе слагаемое $y_{AC}(n, k_1 + 1)$ в правой части соотношения (10) представляет собой разность двух случайных независимых комплексных величин, амплитуды которых имеют распределение Рэлея. В случае однородности области МО и, следовательно, равномерного распределения ТО внутри областей A, B, C , можно утверждать, что

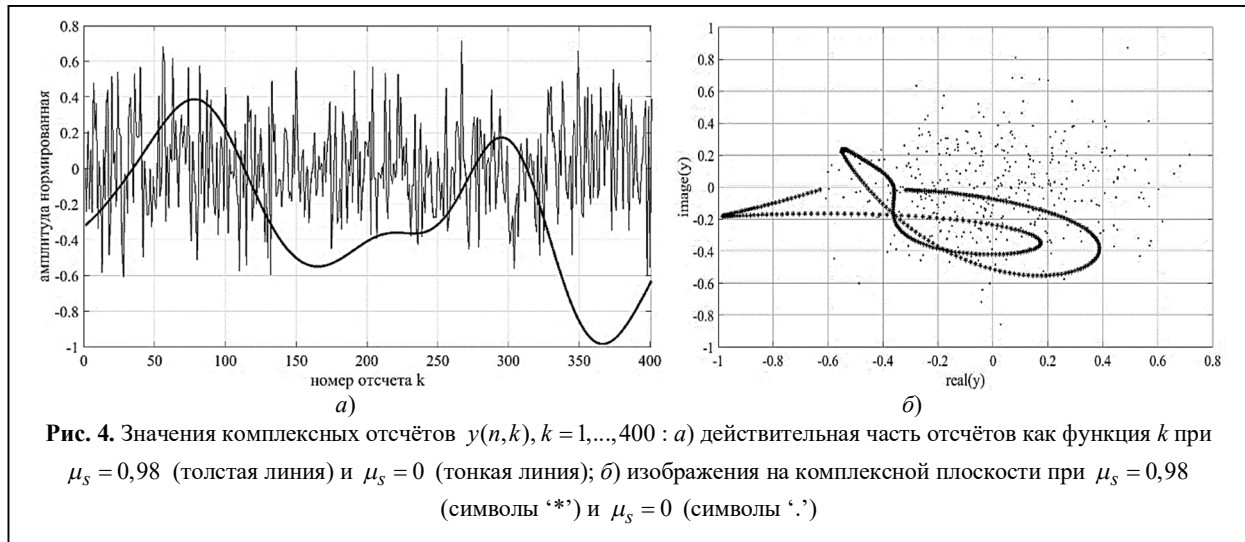
$$\mathbf{M} \left[\frac{|y_A(n, k)|}{|y(n, k)|} \right] = \frac{S_A}{S_{AB}} = \frac{S_C}{S_{AB}} = 1 - \frac{S_B}{S_{AB}} = 1 - \mu_s, \quad (12)$$

где S_A, S_B, S_C — площади областей A, B, C соответственно; $S_{AB} = S_A + S_B$ — площадь всего «пятна»; $\mu_s = S_B / S_{AB}$; $\mathbf{M}[\]$ — операция математического ожидания.

Таким образом, согласно (12), амплитуда добавочного члена $y_{AC}(n, k_1 + 1)$ и его вклад в результирующее значение КО $y(n, k_1 + 1)$ зависят от значения μ_s . Для наклонной дальности R_n площадь облучаемой поверхности S_{AB} может быть вычислена как площадь эллипса, т.е. $S_{AB} = \frac{\pi}{4} ab \cong \frac{\pi}{4} R_n^2 \theta_\alpha \theta_\beta$. Площадь сегмента эллипса S_A или S_C можно аппроксимировать площадью прямоугольника высотой $b = R_n \theta_\beta$ и шириной $\Delta a = \Omega_a T_n R_n$. Таким образом, получаем $S_A = \Omega_a T_n R_n^2 \theta_\beta$ и оценку величины отношения площадей

$$1 - \mu_s = 4\Omega_a T_n / \pi \theta_\alpha. \quad (13)$$

Так, для значений $\Omega_a = 30$ град/с, $\theta_\alpha = 1^\circ$ и $T_n = 0,001$ с получим $1 - \mu_s \cong 0,038$ ($\mu_s \cong 0,962$). В общем случае величина $\mu_s \in [0, 1]$ может рассматриваться как оценка степени корреляции величин $y(n, k_1)$ и $y(n, k_1 + 1)$. Отсюда и из (9) следует, что между КО сигналов $y(n, k_1 + 1)$ и $y(n, k_1)$ имеет место сильная корреляция. Точное значение коэффициента корреляции этих величин зависит как от параметров ДМРЛ, так и от свойств МО.



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

2.3. Разработка имитационной модели случайного процесса отсчётов КО

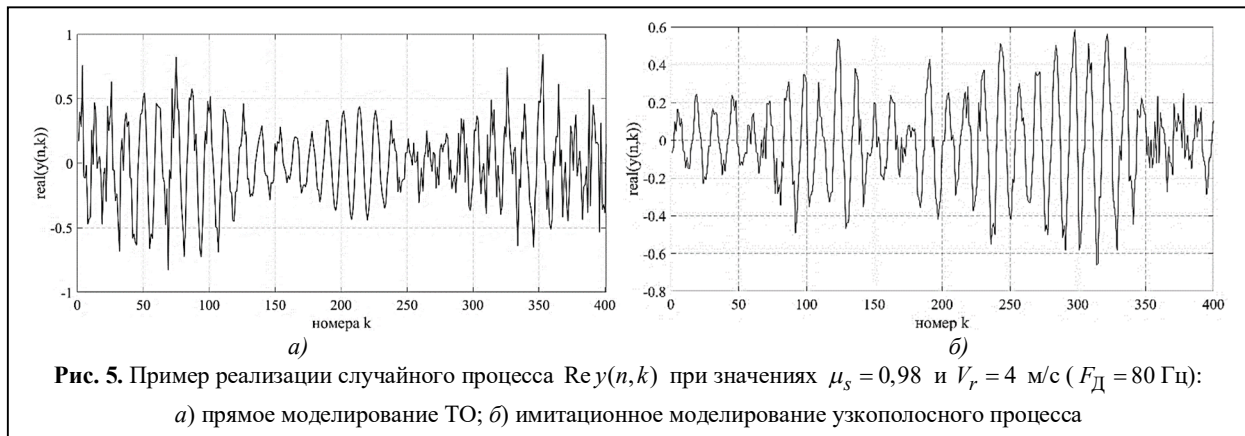
С целью разработки модели процесса $y(n,k)$, $k = 1, 2, \dots$ проведено моделирование отсчётов КО сигнала на основе соотношения (4) для типовых значений областей $D(n,k)$. Моделируемая случайная величина определяется соотношением $y = y_{re} + jy_{im}$, где $y_{re} = \sum_{i=1}^{N_{n,k}} \xi_i$, $y_{im} = \sum_{i=1}^{N_{n,k}} \eta_i$; ξ_i, η_i — независимые случайные величины, имеющие одинаковое гауссовское распределение $N(0, \sigma)$, $\sigma = 1/N_{n,k}$. Анализ результатов моделирования показал, что уже при $N_{n,k} \geq 100$ плотность распределения вероятностей (ПРВ) значений $y(n,k)$ достаточно близка к теоретической (закон Рэлея).

Проведём анализ свойств случайного процесса на основе его моделирования согласно (4) для типовых параметров РЛС с целью разработки имитационной модели, позволяющей моделировать этот же процесс

на основе соотношений (5) и (7). Сначала рассмотрим случай *однородной* области $D(n,k)$, когда средняя скорость перемещения ТО равна нулю. Результаты моделирования случайного процесса $y(n,k)$ представлены на рис. 4, а (в пространстве состояния) и на рис. 4, б (на комплексной плоскости). На обоих рисунках 4, а и 5, 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 отсчётов и параметре $\mu_s = 0,98$.

Как видно из рис. 4, случайный процесс $\{y(n,k), k = 1, 2, \dots\}$ 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 (13) обеспечивают значения μ_s близкие к единице. Оценки значения коэффициента корреляции ρ_1 между соседними отсчётами, полученные на основе результатов моделирования, показывают, что имеет место соотношение $\rho_1 \approx \mu_s$.

Рассмотрим случай, когда скорость ТО в областях



МО отлична от нуля. Пример реализации действительной части случайного процесса $\{y(n, k), k = 1, \dots, K\}$, полученного путём моделирования КО сигнала МО согласно соотношению (4), приведён на рис. 5, а).

Параметры ДМРЛ, использованные при моделировании: длина волны зондирующего колебания $\lambda = 0,1$ м, $\theta_\alpha = \theta_\beta = 2^\circ$, $\beta_0 = 10^\circ$, $R_n = 2000$ м, $T_n = 1$ мс, $\Omega_a = 30$ град/с, $N_{n,k} = 320$.

Случайный характер процесса $\{y(n, k), k = 1, 2, \dots\}$ при вычислениях согласно (4) моделировался путём генерирования значений случайных амплитуд $a_i(n, k)$, случайных фаз $\tilde{\phi}_0(n, k)$ и случайных скоростей $V_{r,i} = V_r + \tilde{V}_i$ при $\tilde{V}_i: N(1, 0.01)$. Отметим сходство реализации случайного процесса на рис. 5, а), полученного путём статистического моделирования, с записями реальных сигналов от метеобразований из [1, рис. 4.3], полученных при значении ППИ 0,75 мс.

Анализ реализаций процесса $\{y(n, k), k = 1, 2, \dots\}$ показывает, что он относится к узкополосным случайным процессам, которые можно представить с помощью соотношения

$$y(t_k) = A(t_k) \cos(2\pi F_d t_k + \phi(t_k)). \quad (14)$$

При имитационном моделировании согласно (14) процессы амплитудной и фазовой модуляции задавались в виде процессов

$$A(t_k) = A_0(1 + 0,5\zeta_k), \quad \phi(t_k) = 0,5\pi\gamma_k, \quad (15)$$

где ζ_k, γ_k — независимые гауссовские случайные процессы с нулевыми средними значениями, единичными дисперсиями и коэффициентами корреляции 0,99, которые были сгенерированы методом формирующего фильтра [11].

Реализация процесса $y(t_k)$ представлена на рис. 5, б). Кроме визуального сходства с рис. 6, а), 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 (14), (15) для формирования отсчётов КО сигналов МО с учётом как свойств самих МО, так и параметров ДМРЛ.

3. Результаты моделирования и обработки сигналов от МО

В качестве примера рассмотрим задачу моделирования радиолокационных сигналов, отражённых от МО при наличии сдвига ветра для трёх характерных случаев.

3.1. Горизонтальный сдвиг ветра во всем пространстве наблюдения РЛС

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

задаваться соотношением $G_0(\mathbf{P}) = a_0$ при всех $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^3$. Две области векторного поля, характеризующие векторы скоростей, задаются соотношениями $\mathbf{G}_1(\mathbf{P}) = \{0, V_1, 0\}$ в области $\Psi_1 = \{x, y \in \mathbb{R}, z \geq h_0\}$, (16а)

$\mathbf{G}_2(\mathbf{P}) = \{0, V_2, 0\}$ в области $\Psi_2 = \{x, y \in \mathbb{R}, z < h_0\}$. (16б)

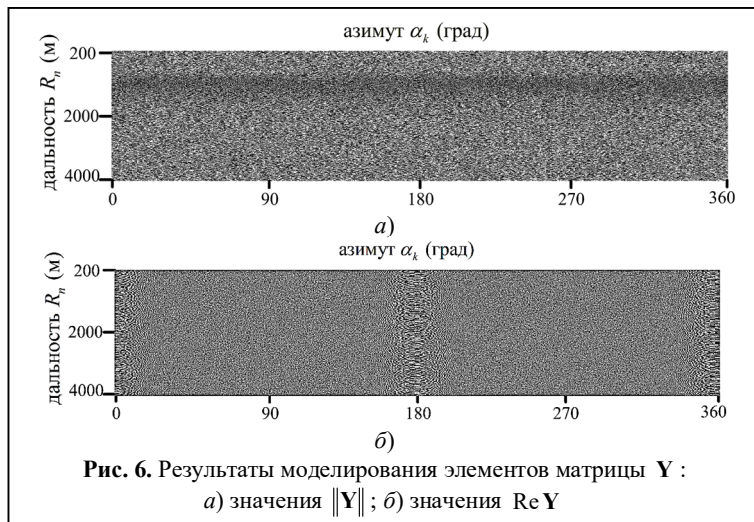
Здесь величина h_0 задаёт высоту горизонтальной границы раздела двух областей. Значения V_1 и V_2 могут иметь различные знаки, что соответствует движению воздушных масс в противоположных направлениях вдоль оси Oy . При каждом азимутальном положении α_k луча ДНА весь диапазон наклонных дальностей $R \in [R_{\min}, R_{\max}]$ можно разделить на три области: $Z_1 = \{R \in [R_{\min}, R_0]\}$, $Z_2 = \{R \in [R_0, R_1]\}$, $Z_3 = \{R \in [R_1, R_{\max}]\}$, где $R_0 = h_0 / \sin[\beta_0 + \theta_\beta / 2]$, $R_1 = h_0 / \sin[\beta_0 - \theta_\beta / 2]$. Из геометрии расположения области МО следует, что в областях Z_1 и Z_3 наблюдаются сигналы от ТО со средними скоростями V_1 и V_2 соответственно, а в области Z_2 — с обоими значениями средних скоростей.

Путём моделирования сигналов для всех элементов дальности R_n ($n = 1, \dots, N$) и всех значений азимутальных углов α_k ($k = 1, \dots, K$) получим матрицу значений КО сигналов [9]

$$\mathbf{Y} = \{y(n, k), n = 1, \dots, N; k = 1, \dots, K\}. \quad (17)$$

Представление матрицы (17) в виде значений $\|\mathbf{Y}\|$ или $\text{Re } \mathbf{Y}$ позволяет построить двумерное изображение сигналов в координатах «азимут-дальность», соответствующее индикатору азимут-дальность (ИАД) в декартовой системе координат (СК). Моделирование элементов матрицы $\mathbf{Y}$ проводилось согласно описанной методики при $h_0 = 200$ м, $V_1 = 4$ м/с, $V_2 = -4$ м/с для параметров ДМРЛ: $\beta_0 = 10^\circ$, $\theta_\alpha = \theta_\beta = 2^\circ$, $\Omega_a = 30$ град/с, $T_n = 1$ мс. Шаг отсчётов быстрого времени задавался равным $\Delta t = 0,01$ мкс. При моделировании отношение сигнал-шум (ОСШ) по мощности составляло 13 дБ. Значения минимальной и максимальной дальности приняты $R_{\min} = 200$ м и $R_{\max} = 4000$ м, граничные дальности $R_0 = 1048,2$ м, $R_1 = 1278,5$ м.

Результаты моделирования в виде изображений ИАД представлены на рис. 6: а) для значений $\|\mathbf{Y}\|$, б) для значений $\text{Re } \mathbf{Y}$. 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 тёмную линию, которая просматривается на рис. 6, а. Ширина этой линии соответствует протяжённости области Z_2 , которая равна $R_1 - R_0 \cong 230$ м.



На индикаторе ИКО эта же линия будет иметь вид кольца такой же толщины.

Действительные значения элементов матрицы Y (рис. 6, б) позволяют оценить величину доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала. Из рис. 6, б видно, что на направлениях зондирования, перпендикулярных вектору скорости — это азиму-

тальные 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.

Представляет интерес рассмотрение сигналов и их частотный анализ в областях Z_1, Z_2, Z_3 . На рис. 7 представлены реализации сигналов для указанных областей и соответствующие им периодограммы. Дискретные отсчеты на рис. 7, а), б), в), д) представляют собой действительные значения КО сигналов, когда значение доплеровского смещения частоты максимально. Это номера отсчетов медленного

времени $k = 2900 \dots 3100$, соответствующие азимуту $\alpha_k \approx 90^\circ$.

Согласно заданным значениям средних скоростей V_1, V_2 можно рассчитать доплеровские смещения частоты для первой и второй области МО соответственно [9]

$$F_{Д1} = -(2V_1/\lambda) \cos \beta_0 \approx -78,8 \text{ Гц}, \quad F_{Д2} = 78,8 \text{ Гц}.$$

Именно такие значения частот сигналов с погрешностью около 1 Гц наблюдаются на периодограммах рис. 7, а (область дальностей Z_1) при

$$\hat{F}_{Д1} = F_{п} - \hat{F}_1 \approx -78,1 \text{ Гц}$$

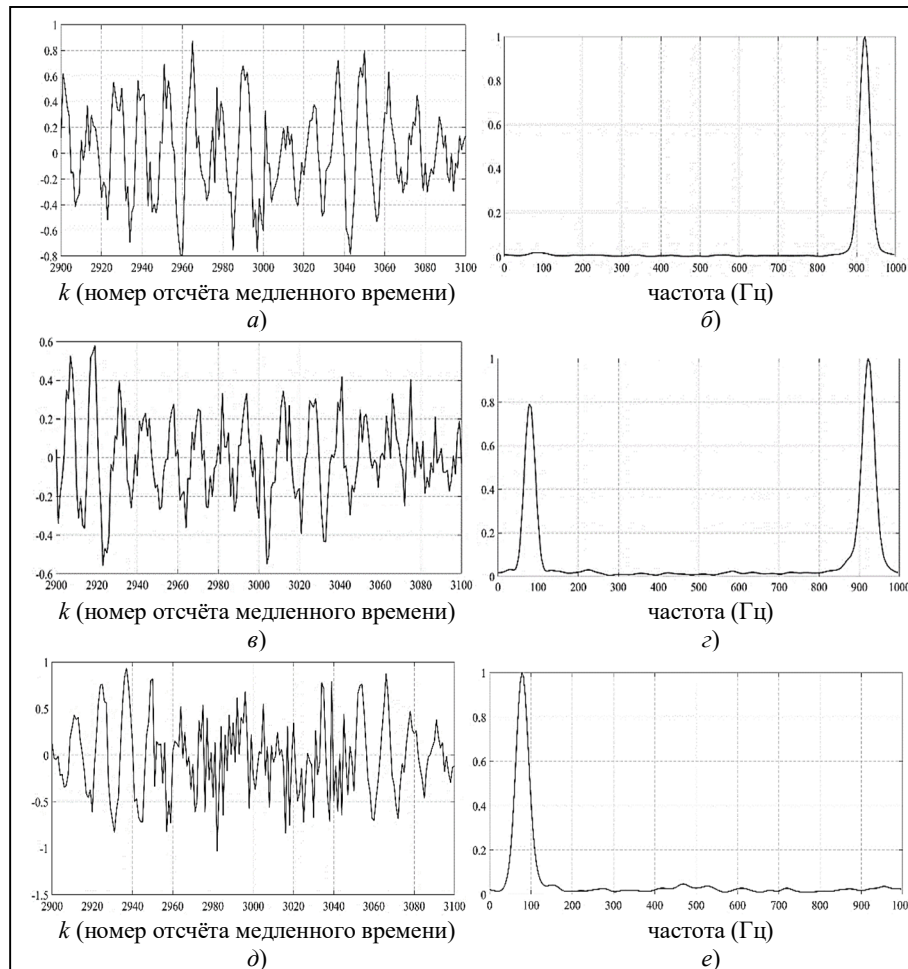
и рис. 7, в (область дальностей Z_3) при

$$\hat{F}_{Д2} \approx 78,2 \text{ Гц}, \quad \text{где}$$

$F_{п} = 1 \text{ кГц}$. На рис. 7, г имеем периодограмму, содержащую сигналы ТО с различными значениями средних скоростей (область дальностей Z_2), на которой четко видны два пика, свидетельствующие о наличии сдвига ветра (т.е. скачка скорости) в этой области.

3.2. Горизонтальный сдвиг ветра в локальной

области пространства
 Используя то же векторное поле, что и в предыдущем случае, определяемое соотношениями



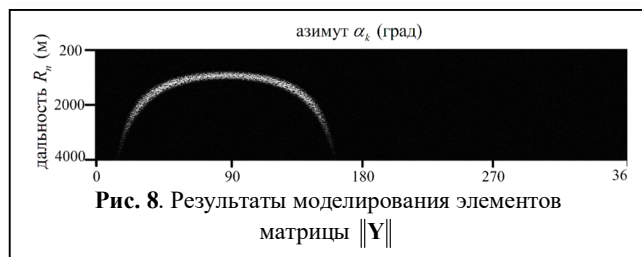


Рис. 8. Результаты моделирования элементов матрицы $\|Y\|$

(16а) и (16б), зададим его локальное действие с помощью скалярного поля гауссоида в виде (2), где центральная точка имеет координаты $P_0 = (0, 1083, 200)$ а коэффициенты $a_x = 0,0005$, $a_y = 0,01$, $a_z = 0,0005$, определяют форму гауссоида (размеры 2700 м по осям Ox и Oz и 140 м по оси Oy). Значения координат точки 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 . С учётом нового скалярного поля и тех же параметров ДМРЛ проведено моделирование матрицы Y КО сигналов. Пример реализации элементов матриц $\|Y\|$ в виде изображения ИАД представлен на рис. 8.

В центральной части области МО вид сигналов и соответствующие им периодограммы аналогичны представленным на рис. 7 для тех же областей Z_1, Z_2 . Однако в рассматриваемом случае на матрице Y наблюдается локальная область МО, имеющая дугообразный вид, который описывается формулой $R_k = |OP_0| / \sin \alpha_k$ при $\alpha_k = 20^\circ \dots 160^\circ$ (рис. 8).

3.3 Вертикальный сдвиг ветра в локальной области пространства

Вертикальный сдвиг ветра в локальной области пространства можно задать, вводя по аналогии с (16а) векторное поле $G_B(P) = \{0, 0, V_z\}$ в области $\Psi_1 = \{x, y \in \mathcal{R}, z \geq h_0\}$ и ограничив его локальное действие с помощью скалярного поля гауссоида в виде (2). Значение $V_z > 0$ характеризует восходящий поток ветра вдоль оси Oz с отрицательным значением частоты Доплера $F_{ДВ} = -2V_z \lambda^{-1} \cos(90^\circ - \beta_0)$.

При моделировании матрицы Y задавалась ско-

рость 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 $a_x = 0,0005$, $a_y = 0,0005$, $a_z = 0,00001$ с центром в точке $P_0 = (-1100, 0, 707)$. Координаты точки P_0 центра области соответствуют положению её на азимутальном направлении $\alpha_k = 180^\circ$ ($k \approx 6000$) при наклонной дальности около 1300 м. При моделировании было задано значение ОСШ 10 дБ по мощности, а угол наклона луча составлял $\beta_0 = 40^\circ$, при котором частота Доплера равна $F_{ДВ} = -40$ Гц. На рис. 9, а) представлен фрагмент реализации сигнала и соответствующая ему периодограмма (рис. 9, б). По периодограмме возможно получение оценки частоты Доплера, которая равна -50 Гц. Ошибка оценивания частоты составила примерно 10 Гц.

Пример реализации элементов матрицы $\text{Re } Y$ в виде изображения ИАД представлен на рис. 10. Наблюдаемая область МО расположена в центральной части матрицы, соответствующей значениям азимута в районе 180° и наклонной дальности около 1300 м.

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

Заключение

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 задаёт пространственную функцию распределения отражательной способности метеообразования в заданной области, а векторное

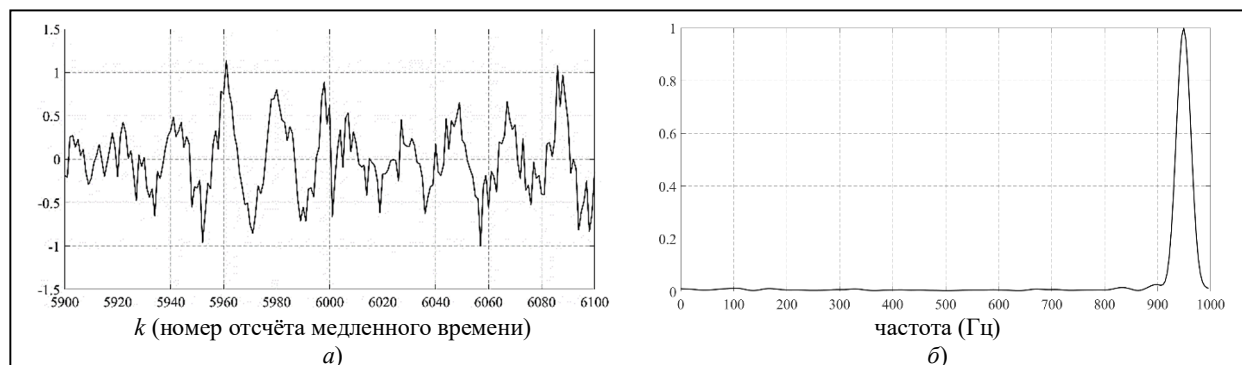


Рис. 9. Действительные значения КО сигналов МО (а) и их периодограмма (б) для азимутального направления вертикального сдвига



Рис. 10. Результаты моделирования элементов матрицы $\text{Re } \mathbf{Y}$ при вертикальном сдвиге ветра

поле — функцию распределения вектора скоростей. Второй этап заключается в моделировании отражённого сигнала от метеообразования, которое представляется в виде множества (нескольких сотен) точечных отражателей, равномерно распределённых в заданном пространстве.

Полученные на втором этапе свойства радиолокационных сигналов, отражённых от метеообразований, используются на третьем этапе, целью которого является получение двумерной матрицы цифровых отсчётов в координатах «азимут-дальность». С учётом основных характеристик ДМРЛ получена оценка коэффициента корреляции соседних выборочных значений. Отмечается, что в качестве имитационной модели также хорошо подходит случайный узкополосный процесс (или совокупность процессов), центральная частота которого совпадает с частотой Доплера в каждом элементе разрешения.

В случае неоднородного метеообразования сигнал в одном объёмном элементе разрешения ДМРЛ моделируется в виде суммы КО сигналов отдельных подобластей, в которых параметры метеообразования можно считать однородными.

Моделирование радиолокационных сигналов, отражённых от метеообразований, 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 натурных испытаний, что существенно сокращает временные и материальные затраты.

Литература

1. Doviak R.J., Zrnic D.S. Doppler radar and weather observations. 2nd ed. Academic Press. London, 1993. 562 p.
2. ИКАО. Руководство по сдвигу ветра на малых высотах / Международная организация гражданской авиации. DOC 9817 / AN449. 2005. 1-е изд. 2005.
3. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Скольника. Пер. с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 2. М.: Техносфера, 2014. 680 с.
4. Кхыонг Н.В. Обоснование возможности применения посадочного радиолокатора для обнаружения метеорообразований // Труды МФТИ. 2021. Т. 13. № 1. С. 71–82.
5. 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. Vol. 22. No. 4. 2022. Pp. 403–411.
6. Lei L., Zhang G., Cheong B.L. et. al. Simulations of Polarimetric Radar Signals Based on Numerical Weather Prediction Model Output // 25th Conf. on Intern. Interactive Information and Processing Systems (IIPS) for Meteorology, Oceanography, and Hydrology, 2014. Pp. 2–8.
7. Li L. X., Lin Z., Bu Z. et. al. Volume scan modeling simulator of a 1D phased array weather radar // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2023. DOI: 10.1186/s13634-023-01039-6.
8. Dai S., Li X., Bu Z. et. al. Signal Simulation of Dual-Polarization Weather Radar and Its Application in Range Ambiguity Mitigation // Atmosphere. 2022. Vol. 13. No. 432.
9. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab. Учеб. пособие / Под ред. К.Ю. Гаврилова. М.: Радиотехника, 2020. 264 с.
10. Вайнштейн Л.А., Зубаков В.Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. М.: Сов. радио. 1960. 447 с.
11. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. радио. 1971. 328 с.

Поступила 25 декабря 2025 г.

English

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

Konstantin Yurievich Gavrilo — Grand Dr. in Engineering, Professor, 410 Department «Radar, radio navigation and avionics», Moscow Aviation Institute (National Research University)¹.

Alexander Anatolyevich Bezuglov — Lead Specialist, Branch of the United Aircraft Corporation Public Joint Stock Company – Operational Tactical Aviation of the Sukhoi².

¹Address: 125993, Russian Federation, Moscow, Volokolamskoe Ave., 4.

²Address: 125284, Russian Federation, Moscow, Polikarpova str., 23A.

E-mail: kongav3461@mail.ru

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, Doppler frequency, radar reflectivity, wind shear, modeling, meteorological formation model, narrow-band process.

References

1. *Doviak R. J., Zrnic D.S.* Doppler radar and weather observations. 2nd ed. Academic Press, London NWI 7DX, 1993. 562 p.
2. ICAO. Guidance on wind shear at low altitudes. International Civil Aviation Organization. DOC 9817 / AN449. 2005. 1st ed. 2005.
3. Radar handbook. Ed. by *M.I. Skolnik*. 2nd ed. McGraw-Hill Com., 2008.
4. *Khuong N.V.* Justification of the possibility of using a landing radar to detect meteorological formations. Proc. Moscow Institute of Physics and Technology. 2021. Vol. 13. No. 1. Pp. 71–82.
5. *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. Vol. 22. No. 4. 2022. Pp. 403–411.
6. *Lei L., Zhang G., Cheong B.L. et. al.* Simulations of Polarimetric Radar Signals Based on Numerical Weather Prediction Model Output. 25th Conf. on Intern. Interactive Information and Processing Systems (IIPS) for Meteorology, Oceanography, and Hydrology, 2014. Pp. 2–8.
7. *Li X., Lin Z., Bu Z. et. al.* Volume scan modeling simulator of a 1D phased array weather radar. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2023. DOI: 10.1186/s13634-023-01039-6.
8. *Dai S., Li X., Bu Z. et. al.* Signal Simulation of Dual-Polarization Weather Radar and Its Application in Range Ambiguity Mitigation. Atmosphere. 2022. Vol. 13. No. 432.
9. Modeling and processing of radar signals in Matlab. Study guide. Ed. by *K.Y. Gavrilov*. Moscow: Radiotekhnika, 2020. 264 p.
10. *Weinstein L.A., Zubakov V.D.* Isolation of signals against the background of random interference. Moscow: Soviet Radio. 1960. 447 p.
11. *Bykov V.V.* Digital modeling in statistical radio engineering. Moscow: Soviet Radio. 1971. 328 p.