

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

УДК 621.396.96

МЕТОДЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ И ПОДХОДЫ К ИХ МОДЕЛИРОВАНИЮ

© В. Н. Васюков¹, Д. Н. Зима¹, И. Ф. Лозовский², Ю. В. Морозов¹,
А. А. Мурасев¹, И. А. Пшеничников¹, М. А. Райфельд¹,
Д. О. Соколова¹, А. А. Спектор¹

¹Новосибирский государственный технический университет,
630073, г. Новосибирск, просп. К. Маркса, 20

²АО «НИИ измерительных приборов — Новосибирский завод им. Коминтерна»,
630015, г. Новосибирск, ул. Планетная, 32
E-mail: spectoraa@mail.ru

Рассматриваются различные методы адаптивной пространственно-временной обработки сигналов в радиолокационной системе (РЛС) обзора, использующей цифровую антенную решётку и широкополосные зондирующие сигналы и работающей в условиях интенсивного воздействия активных и пассивных помех. Обсуждаются подходы к моделированию воздействующих на РЛС помех и алгоритмов их подавления при адаптивной обработке сигналов. Предложено проводить моделирование сигналов и помех и их обработку после формирования комплексной огибающей сигналов и преобразования в частотную область.

Ключевые слова: радиолокация, цифровая антенная решётка, широкополосные сигналы, пространственно-временная обработка сигналов.

DOI: 10.15372/AUT20220208

Введение. Существенными особенностями радиолокационных систем (РЛС) обзора пространства на современном этапе являются использование антенных решёток, широкополосных сигналов (ШПС) и их цифровой обработки как на этапах формирования зондирующих колебаний, так и, что особенно существенно, при радиоприёме [1–4]. В перспективных радиолокационных системах аналоговые сигналы присутствуют только в устройствах, находящихся непосредственно на антенной решётке. Радиоприём принятых сигналов и их преобразование в цифровую форму происходит в приёмопередающих модулях (ППМ) и АЦП, расположенных на антенной решётке. В этой связи радиолокационные системы такого типа получили название РЛС с цифровой антенной решёткой (ЦАР). Задачами РЛС с ЦАР, как и всех РЛС обзора, являются обнаружение сигналов, отражённых объектами локации, обзор пространственной зоны с высокими требованиями к разрешению, оценка параметров местоположения объектов и движения.

Важнейшая роль принадлежит цифровой обработке сигналов, которая осуществляется во встроенном вычислительном устройстве. Входными для него являются оцифрованные принятые сигналы, а выходными должны быть результаты их анализа, обеспечивающие ответы на вышеперечисленные вопросы.

Исследования в области РЛС с ЦАР проводятся различными методами, и одним из них неизбежно является метод математического моделирования. Математической модели необходимо соответствовать ряду основных требований. Она должна адекватно воспроизводить радиолокационные процессы, влияющие на результаты, быть экономичной для

обеспечения оперативности получения результатов моделирования, в том числе с учётом статистического характера большинства исследований, поскольку все задачи РЛС обзора оцениваются вероятностными характеристиками, а также давать возможность воспроизведения всех помех.

Полномасштабное исследование моделирования РЛС обзора с ЦАР и ШПС выходит за рамки данной публикации. Здесь рассматриваются задачи математического моделирования наиболее существенных функций РЛС обзора с ЦАР, которые состоят в ослаблении действия помех различных видов. Среди них в первую очередь имеют значение активные внешние помехи, внутренние шумы приёмных элементов, пассивные помехи. Поэтому первейшими задачами математического моделирования являются развитие методов моделирования помех различных видов и цифровой обработки сигналов в условиях действия помех с учётом широкополосного характера полезных сигналов и пространственно-временных технологий обработки, основанных на использовании ЦАР.

Цель данной работы — описание перспективных подходов к ослаблению действия помех и обсуждение подходов к моделированию сигналов, помех и алгоритмов обработки при радиоприёме в РЛС обзора с ШПС и ЦАР.

Различные аспекты математического моделирования радиолокационных систем рассматриваются в ряде публикаций [1, 5–7]. Однако в них отсутствует сочетание таких факторов, как использование ШПС, ЦАР и пространственно-временных технологий обработки сигналов.

Моделирование широкополосных сигналов и помех в РЛС с ЦАР. Важным элементом модели РЛС обзора является достоверное и экономичное воспроизведение сигналов и помех, формируемых при приёме в ЦАР. Представление сигналов и помех в РЛС с ЦАР дано в [3, 4]. Основные выводы этих работ, определяющие построение математических моделей, сводятся к следующему.

Сигнал или помеху, принимаемые отдельным элементом ЦАР, можно записать в виде узкополосного колебания

$$u(t) = U(t) \cos [\omega_0 t + \psi(t)], \quad (1)$$

где $U(t)$ и $\psi(t)$ — функции, описывающие амплитудную и угловую модуляции детерминированного сигнала или амплитудные и фазовые флуктуации узкополосной помехи. Сигналы на разных элементах ЦАР являются копиями одного и того же сигнала и отличаются только временным сдвигом, задаваемым направлением прихода сигнала и координатами элемента ЦАР. Таким образом, совокупность временных сигналов на I элементах, например, линейной антенной решётки (ЛАР), можно рассматривать как двумерный пространственно-временной сигнал (ПВС)

$$u(t, i) = U(t - (i - 1)\tau_0) \cos [\omega_0(t - (i - 1)\tau_0) + \psi(t - (i - 1)\tau_0)], \quad i = \overline{1, I},$$

где $\tau_0 = d \sin \theta / c$, θ — угол прихода сигнала относительно нормали к ЛАР, d — расстояние между соседними элементами, c — скорость распространения волны.

Прямой способ формирования сигнала требует выполнения операции сдвига. Поскольку временной сдвиг обычно меньше шага дискретизации, то сдвиг можно осуществить в частотной области путём умножения спектра $\dot{U}(\omega_t)$ сигнала $u(t)$ (1) на комплексную экспоненту $e^{-j\omega_t(i-1)\tau_0}$.

В [3, 4] было получено выражение двумерного спектра ПВС ЛАР:

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x, \theta) = \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin [(\omega_t k(\theta) + \omega_x) x_m / 2]}{(\omega_t k(\theta) + \omega_x) x_m / 2}, \quad (2)$$

где ω_t, ω_x — временная и пространственная частоты; x_m — размер ЛАР; $k(\theta) = \sin \theta/c$; $\dot{U}(\omega_t)$ — спектр сигнала $u(t)$ (1). Аналогичное выражение можно получить и для плоской антенной решётки (ПАР). Сигнал ПАР зависит от трёх переменных: времени и двух пространственных координат. В выражении, описывающем спектр ПВС ПАР, присутствуют два множителя вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$, каждый из которых соответствует одной из пространственных координат. Используя (2), можно формировать сигналы, активные и пассивные помехи, подставляя вместо $\dot{U}(\omega_t)$ соответствующие спектры. Если пространственная обработка выполняется в частотной области, то формирование сигнала в виде спектра на основе (2) позволяет сэкономить вычислительные ресурсы, так как не требуется дополнительно выполнять преобразование Фурье в отличие от прямого способа.

Особенностью ПВС, формируемого внутренними шумами в каждом элементе ЦАР, является их независимость в отдельных каналах. Спектральная плотность мощности (СПМ) внутреннего шума ЛАР имеет вид

$$G(\omega_t, \omega_x) = G_t(\omega_t),$$

где $G_t(\omega_t)$ — СПМ канальных шумов.

Пространственно-временная фильтрация широкополосных сигналов. Применение пространственно-временной обработки ШПС в РЛС с ЦАР основано на различии свойств пространственно-временных сигналов, активных помех и тепловых шумов приёмных устройств. Положение спектра ПВС в частотной области определяется расположением источника сигнала относительно ЦАР. Из (2) видно, что если полезный сигнал и активные помехи приходят с разных направлений, то их спектры будут сосредоточены на разных участках в многомерной частотной области. Для ослабления помех могут применяться различные критерии оптимальности, например максимум отношения сигнал/помеха (согласованная фильтрация) или максимум правдоподобия.

Комплексная частотная характеристика (КЧХ) согласованного пространственно-временного фильтра для ЛАР описывается выражением

$$H(\omega_t, \omega_x, \theta_c, \theta_{\Pi}) = \frac{S^*(\omega_t, \omega_x, \theta_c)}{\sqrt{G_{\Sigma}(\omega_t, \omega_x, \theta_{\Pi})}} e^{-j\omega_t \tau_u - j\omega_x x_m}, \quad (3)$$

где $S^*(\omega_t, \omega_x, \theta_c)$ — комплексно-сопряжённый спектр полезного сигнала; $G_{\Sigma}(\omega_t, \omega_x, \theta_{\Pi})$ — суммарная СПМ помехи, включая внутренние шумы; θ_c — угол прихода сигнала; $\theta_{\Pi} = \|\theta_{\Pi i}, i = \overline{1, n}\|$ — вектор углов прихода помех. В процессе работы РЛС помеховая обстановка может меняться, поэтому фильтр (3) должен адаптироваться по СПМ помехи $G_{\Sigma}(\omega_t, \omega_x, \theta_{\Pi})$.

При моделировании пространственно-временную согласованную фильтрацию удобно выполнять в спектральной области. Для этого необходимо перемножать смесь спектров сигнала и помехи (2) с КЧХ фильтра (3). Для адаптации фильтра предварительно должна оцениваться СПМ помехи, например, путём усреднения по нескольким реализациям помехи.

Обработка ШПС в РЛС с ЦАР на основе спектрального «расщепления». Пространственная обработка радиолокационных сигналов может производиться в частотной области в результате «расщепления» принимаемого сигнала на N ортогональных частотных каналов, которые можно обрабатывать в частотной области независимо друг от друга. Обычно при этом используются процессоры быстрого преобразования Фурье (БПФ) [8]. Сигнал с выхода каждого элемента решётки поступает на соответствующий процессор. Преобразование временного сигнала в частотную область с использованием БПФ осуществляется для конечного временного интервала длительностью T . После вычисления

БПФ получается набор из N спектральных коэффициентов на частотах, кратных $1/T$. Каждый выход процессора БПФ представляет собой спектральный отсчёт на соответствующей частоте. Выходы процессоров всех антенных элементов на каждой частоте объединяются для выполнения пространственной фильтрации. Узкополосная (для каждого частотного канала) оптимальная пространственная фильтрация представляет собой весовую обработку этих спектральных отсчётов. В современных цифровых антенных решётках оценка оптимальных весовых коэффициентов, как правило, основана на использовании критерия Рэлея и предполагает обращение оцениваемой корреляционной матрицы помех \mathbf{R} [9] в каждом частотном канале. Практическое использование этой технологии сопряжено с определёнными трудностями [9]: во-первых, большой размер корреляционных матриц, получаемых для плоских решёток и, как следствие, громадный объём вычислений, необходимый для их оценки и обращения, во-вторых, плохая обусловленность оценок матрицы $\hat{\mathbf{R}}$, приводящая к вычислительным проблемам. Для оценки весового вектора пространственного фильтра предлагается использовать проективный алгоритм. Основной идеей данного метода является оценивание на этапе обучения матрицы преобразования \mathbf{G} , создающей из набора линейно независимых векторов, составленных из отсчётов помехи на выходах антенных элементов плоской решётки, ортонормальный базис. Для формирования этого базиса можно воспользоваться процедурой Грама — Шмидта. Каждая обучающая выборка \mathbf{Y}_k , $k = 1, K$, строится из J линейно независимых векторов \mathbf{X}_{kj} , $j = 1, \dots, J$, полученных из всех отсчётов выходных сигналов плоской антенной решётки в k -й момент времени t_k : $\mathbf{Y}_k = (\mathbf{X}_{k1}, \mathbf{X}_{k2}, \dots, \mathbf{X}_{kJ})$, $k = 1, \dots, K$, $j = 1, \dots, J$. Первый вектор каждой выборки \mathbf{X}_{k1} формируется в результате векторизации двумерного массива отсчётов на выходах элементов плоской антенной решётки $\mathbf{X}_{k1} = \text{vec}(\mathbf{S}_k)$ в момент времени t_k . Последующие векторы получаются в результате циклического сдвига \mathbf{X}_{k1} на заданное количество элементов. Длина \mathbf{X}_{kj} зависит от размера антенной решётки $L = N_x \times N_y$. В момент обучения вектор \mathbf{X}_{k1} состоит из отсчётов активных помех и шума. Далее строится ортонормальный собственный базис помехи на основе вектора \mathbf{X}_{k1} и $J - 1$ дополнительных векторов, полученных циклическим сдвигом первого вектора соответственно на $1, 2, \dots, J - 1$ отсчётов: $\mathbf{X}_{k1} = (\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_L)^\top$, $\mathbf{X}_{k2} = (\mathbf{X}_L, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{L-1})^\top$, $\mathbf{X}_{k3} = (\mathbf{X}_{L-1}, \mathbf{X}_L, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{L-2})^\top$, \dots . Эти векторы являются линейно независимыми и могут быть использованы для построения ортонормального базиса на основе процедуры Грама — Шмидта. Процесс обучения сводится к формированию матрицы преобразования \mathbf{G} размера $J \times J$, усреднённой по K обучающим выборкам $\mathbf{G} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k$. При этом $\mathbf{Z}_k = \mathbf{Y}_k \mathbf{G}_k$, $\mathbf{Z}_k^H \mathbf{Z}_k = \mathbf{I}_J$. Проецирование в этот базис посредством матрицы \mathbf{G} в режиме активной работы смеси отражённого от цели зондирующего сигнала \mathbf{S}_j , помехи \mathbf{I}_j и теплового шума \mathbf{N}_j , наблюдаемых на выходе элементов решётки, приводит к следующим последствиям. Среди проекций активной помехи \mathbf{I}_j , являющейся частью вектора \mathbf{X}_j : $\mathbf{X}_j = \mathbf{I}_j + \mathbf{S}_j + \mathbf{N}_j$, $j = 1, 2, \dots, J$, в базисе \mathbf{Z} существенно отличается от нуля только её проекция на соответствующий вектор (\mathbf{Z}_i) этого базиса. Проекция помехи, представленной в данном базисе \mathbf{I}_{Z_j} , на все остальные его векторы \mathbf{Z}_j , $j \neq i$, близки к нулю. В то же время полезный сигнал и шум в базисе помехи (\mathbf{S}_{Z_j} и \mathbf{N}_{Z_j}) характеризуются проекциями, значения которых распределены практически равномерно по всем его векторам. Учитывая, что проекции векторов помехи, представленных в новом базисе, существенно отличаются от нуля только для одного из его векторов (базис является ортонормальным для помехи, но не для полезного сигнала и шума), другие векторы базиса $\mathbf{Z}_1, \mathbf{Z}_2, \dots, \mathbf{Z}_{i-1}, \mathbf{Z}_{i+1}, \dots, \mathbf{Z}_J$ (при $i \neq j$) можно рассматривать как весовые коэффициенты $\mathbf{W}_{i\text{опт}}$ для \mathbf{Z}_i , позволяющие подавлять активную помеху в смеси с полезным сигналом и шумом, поскольку $\mathbf{W}_{i\text{опт}}^* \mathbf{I}_{Z_i} \approx 0$.

Пространственная обработка ШПС в ЦАР с адаптацией в двух плоскостях.

Использование адаптивных ЦАР (АЦАР) позволяет изменять параметры антенны так, чтобы обеспечивать наилучшие или приближающиеся к ним условия приёма полезного сигнала на фоне изменяющихся мешающих внешних воздействий. Это возможно благодаря изменению амплитудно-фазового распределения по апертуре АЦАР. Оптимальным является метод, основанный на формировании оценки ковариационной матрицы по обучающей выборке и непосредственном её обращении [9, 10] $\mathbf{W}_{\text{опт}} = \hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}}^{-1} \mathbf{s}$, где $\hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}}^{-1}$ — оценка матрицы пространственной ковариации помех и шума; \mathbf{s} — управляющий вектор; учитывающий направления прихода полезного сигнала. Результатом обработки является скалярная статистика $z = \mathbf{Y}^T \mathbf{W}_{\text{опт}}$, определяемая произведением вектора данных \mathbf{Y} , снимаемых с элементов ЦАР, и вектора оптимальных комплексных коэффициентов $\mathbf{W}_{\text{опт}}$.

Основные недостатки данного метода связаны с большим количеством вычислений и с обращением плохо обусловленной матрицы. Для преодоления названных недостатков предлагается уменьшить размерность задачи, ограничившись адаптацией в азимутальной и угломестной плоскостях. Для АЦАР, состоящей из N строк и M столбцов, размерность матриц ковариации при этом сокращается с $NM \times NM$ до $M \times M$ и $N \times N$ соответственно. Число вычислительных операций при этом существенно сокращается. Выбор предпочтительной плоскости адаптации производился по максимуму коэффициента направленного действия (КНД).

Для оценки характеристик алгоритмов была создана программно-имитационная модель АЦАР, в которой учитывались эффекты широкополосности зондирующих сигналов. Моделировалась адаптивная пространственная обработка сигналов с полосой до 1 ГГц в АЦАР, состоящей из 64×88 элементов. Число воздействующих на РЛС помех менялось от 1 до 65. По результатам моделирования (рис. 1) показана возможность эффективного подавления помех при числе источников до 65 и полосе сигналов до 100 МГц.

Моделирование пассивных помех. Под пассивной помехой (ПП) понимается колебание, порождённое отражениями зондирующего сигнала (1) от элементарных отражателей, распределённых случайным образом на поверхности или в пространстве. Фрагмент такого колебания, подвергаемый БПФ в процессе приёма, можно считать отрезком стационарного в широком смысле случайного процесса со спектральной плотностью мощности, форма которой определяется спектром зондирующего сигнала. Подавление ПП основано на различном характере поведения отсчётов низкочастотных сигналов от неподвижных и движущихся отражателей на выходах квадратурных фазовых детекторов [11]. Поэтому моделирование ПП целесообразно проводить в «медленном времени», т. е. в масштабе, определяемом периодом повторения зондирующего сигнала.

Далее рассматривается двумерный массив $\mathbf{X} = \{X_{ij}, i = \overline{1, M}, j = \overline{1, N}\}$, строками которого $\mathbf{x}_i = \{X_{ij}, j = \overline{1, N}\}, i = \overline{1, M}$, являются векторы, составленные из отсчётов БПФ комплексной огибающей принятой реализации, при этом соседние строки во времени разделены интервалом $T_{\text{п}}$ повторения импульсов зондирования в пачке. Величины, образующие строку массива, не коррелированы в силу предположения о стационарности ПП в пределах интервала анализа [12], а их дисперсии определяются значениями СПМ ПП на соответствующих частотах. Задача моделирования — обеспечение заданных корреляционно-спектральных характеристик в пределах столбцов массива \mathbf{X} . Обычно считается, что спектр ПП в медленном времени имеет гауссовский, дробно-рациональный или экспоненциальный вид [11].

При моделировании требуется обеспечить корреляционные свойства в пределах столбцов массива \mathbf{X} в соответствии с заданной корреляционной матрицей \mathbf{R} . Это может быть достигнуто различными способами, однако метод, основанный на рекурсивном разностном уравнении 2–3 порядка [13], пригоден лишь для моделирования дробно-рационального

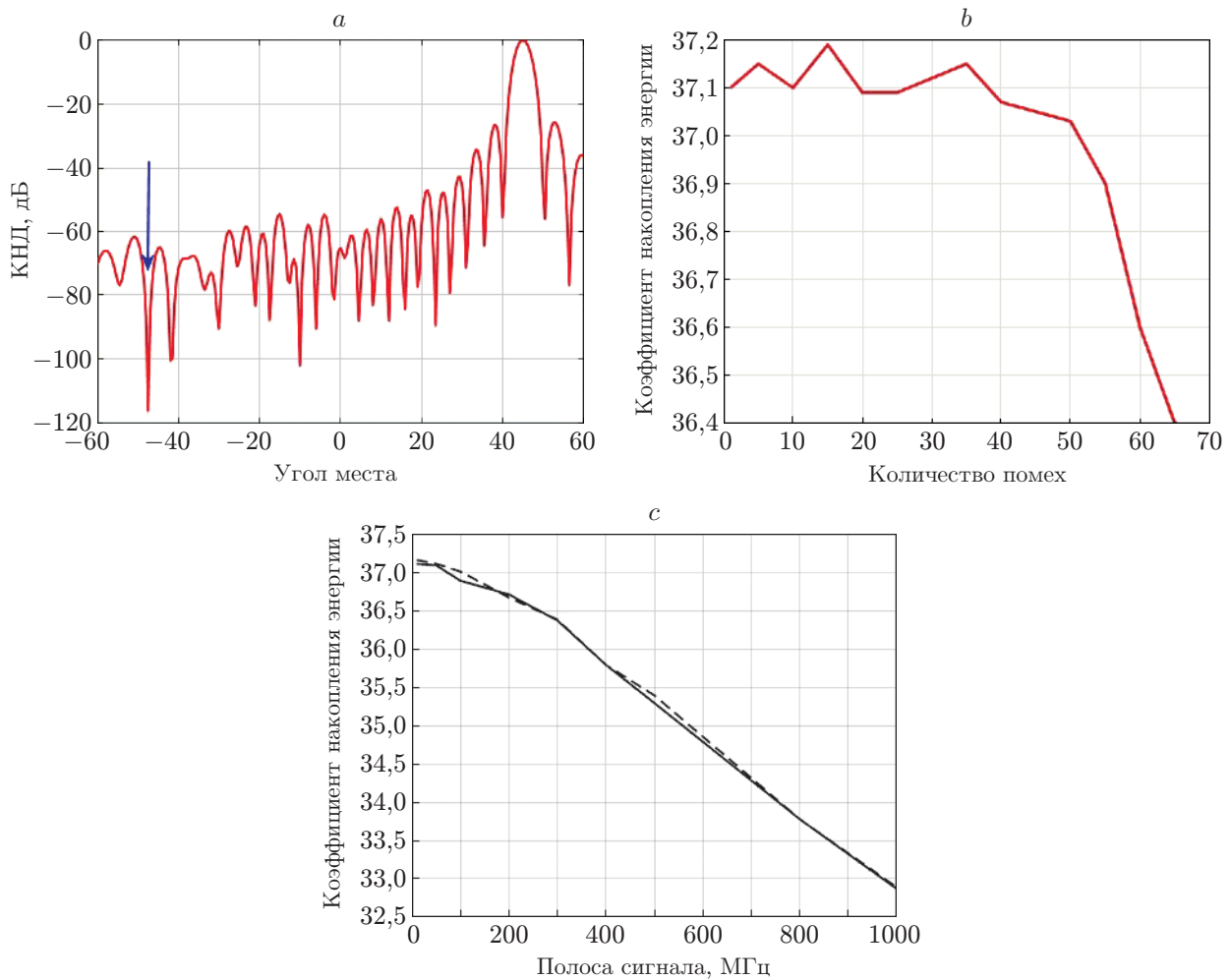


Рис. 1. Характеристики подавления активных помех: *a* — диаграмма направленности помехи при воздействии помехи по боковым лепесткам, *b* — зависимость коэффициента накопления [9] от числа помех, *c* — зависимость коэффициента накопления от полосы сигнала (штриховая кривая — азимутальная поверхность, сплошная кривая — угол места)

спектра ПП. Метод, основанный на разложении Холецкого матрицы \mathbf{R} , не применим при коэффициенте межпериодной корреляции, близком к 1, так как из-за конечной точности вычислений матрица может утрачивать свойство положительной определённости. Предлагается следующий подход.

В качестве первого шага сформируем массив \mathbf{X} комплексных случайных величин с нулевыми средними и единичными дисперсиями; количество строк M значительно превышает объём пачки N_b . Каждый столбец массива \mathbf{X} рассматривается как отрезок комплекснозначной белозумовой временной последовательности с шагом, равным периоду $T_{\text{п}}$ зондирования. Необходимые корреляционно-спектральные свойства могут быть обеспечены путём фильтрации последовательности методом быстрой свёртки; амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра равна $K(\omega) = \sqrt{G_{\text{пп}}(\omega)}$, $-\pi < \omega < \pi$, где $G_{\text{пп}}(\omega)$ — СПМ помехи.

Достоинство метода — возможность реализации широкого класса СПМ. Вид АЧХ фильтра при реализации методом быстрой свёртки находится полиномиальной интерпо-

ляцией значений $K(\omega)$, заданных в M точках частотной оси. Точность полиномиальной аппроксимации желаемой АЧХ определяется количеством M точек БПФ. Учёт ненулевой средней скорости облака отражателей не представляет трудности и реализуется простым смещением АЧХ фильтра по оси частот.

Учитывая, что исходным материалом для моделирования служит массив \mathbf{X} независимых комплексных случайных величин, можно исключить прямое БПФ и трактовать этот массив как совокупность спектральных коэффициентов. Поэтому фильтрация для обеспечения нужной корреляции в медленном времени осуществляется непосредственно умножением каждого столбца на АЧХ $K(\omega)$ формирующего фильтра, после чего выполняется обратное БПФ. При этом получается массив, элементы которого упорядочены по столбцам согласно медленному времени и отстоят друг от друга на величину $T_{\text{п}}$; корреляционные связи между ними соответствуют заданной матрице \mathbf{R} . В дальнейшем используются только N_b строк этого массива.

Чтобы завершить моделирование ПП, необходимо обеспечить заданную форму СПМ помехи путём поэлементного умножения строк массива на соответствующие значения модуля спектральной плотности зондирующего сигнала, а также выполнить нормировку для правильного задания энергетических характеристик ПП [14].

Заключение. Радиолокационные системы обзора пространства решают широкий спектр задач. Их разработке предшествует исследование, выполняемое различными методами, из которых одно из ведущих мест отводится моделированию. Полномасштабная математическая модель должна включать решение задач имитации сигналов и помех, обнаружения сигналов, обзора пространства, оценки параметров сигналов, разрешения и распознавания объектов наблюдения. Эффективность радиолокационного наблюдения определяется качеством решения этих задач, которое в решающей степени зависит от способности РЛС ослаблять действие помех различных видов — активных, пассивных, тепловых шумов приёмных устройств. Предложенные в работе вопросы направлены на исследование технологий ослабления действия помех. Здесь продемонстрированы различные виды помех и различные методы борьбы с ними, подходы к математическому моделированию. Некоторые из подходов являются развитием классических методов, основанных на различных вариантах обращения ковариационной матрицы помех. Отличным от этого является подход, который рассматривает сигналы и помехи в РЛС с ЦАР как многомерные сигналы и предполагает применение многомерных преобразований Фурье.

Построение математической модели РЛС обзора с ЦАР и ШПС включает рассмотренные здесь задачи как основную составную часть. Используя в математической модели различные варианты обработки сигналов, можно оценить способность РЛС выполнять её функции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Добычина Е. М., Малахов Р. Ю. Цифровой приёмопередающий модуль активной фазированной антенной решётки // Науч. вестн. МГТУ ГА. 2014. № 209. С. 117–123.
2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
3. Зима Д. Н., Спектор А. А. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов в радиолокационных системах с линейной цифровой антенной решёткой в присутствии активных помех // Автометрия. 2021. 57, № 2. С. 4–12. DOI: 10.15372/AUT20210201.
4. Мурасев А. А., Спектор А. А. Пространственно-временные сигналы и их фильтрация в радиотехнических системах с антенными решётками в условиях активных помех // Автометрия. 2021. 57, № 3. С. 10–18. DOI: 10.15372/AUT20210302.

5. **Berry P. E., Currie G., Yau D.** Generic phased array radar model for detailed radar performance assessment // Proc. of the 19th Intern. Congress on Modelling and Simulation. Perth, Australia, 12–16 Dec., 2011. P. 440–446.
6. **Быстров Р. П., Корниенко В. Н., Кузьмичев В. Е. и др.** Методы математического моделирования радиолокационных систем терагерцового диапазона радиоволн // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 7. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul15/9/text.html> (дата обращения: 17.02.2022).
7. **Zhao T., Dong C., Ren H., Yin H.** The radar echo simulation of moving targets based on HRRP // Proc. of the IEEE Intern. Conference on Green Computing and Communications and IEEE Internet of Things and IEEE Cyber, Physical and Social Computing. Beijing, China, 2013. P. 1580–1583.
8. **Harry L.** Van Trees Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. John Wiley & Sons, 2004. 1472 p.
9. **Ратынский М. В.** Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
10. **Монзинго Р. А., Миллер Т. У.** Адаптивные антенные решётки: Введение в теорию: Пер. с англ. М: Радио и связь, 1986. 448 с.
11. **Справочник** по радиолокации /Под. ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. Кн. 1. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
12. **Рытов С. М.** Введение в статистическую радиофизику. Ч. 1. Случайные процессы. М.: Наука, 1976. 494 с.
13. **Хайкин С., Карри Б. У., Кеслер С. Б.** Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии // ТИИЭР. 1982. **70**, № 9. С. 51–62.
14. **Васюков В. Н., Пичиков И. А.** Моделирование пассивных помех в РЛС с цифровой антенной решёткой // ДАН ВШ РФ. 2021. № 3. С. 7–16.

Поступила в редакцию 17.02.2022

После доработки 22.02.2022

Принята к публикации 11.03.2022
