

Радиолокационные системы

УДК 621.396

Имитационное моделирование РЛС в режиме обнаружения малоскоростных малоразмерных целей

© Авторы, 2017

© ООО «Издательство «Радиотехника», 2017

И.К. Антонов – к.т.н., директор по информационным технологиям компаний «Туроператор «Библио Глобус», «БГ «Оптикс», «БГ «Маркет»

E-mail: lantonov@complex-systems.biz

А.А. Лавров – д.т.н., профессор, науч. сотрудник, ОАО «Бортовые аэронавигационные системы»

E-mail: lavrovacad@gmail.com

Описана структура имитационной модели приемного канала многолучевой РЛС, предназначенной для обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов. Приведены примеры сигналов на различных этапах моделирования.

Ключевые слова: многолучевой радиолокатор, имитационное моделирование.

Structure of a multi-beam radar receive path simulation model that designed for detection of small UAVs is described. Sample signals on various modelling steps are given.

Keywords: multi-beam radar, simulation modelling.

Создание программ для имитационного моделирования радиолокатора в режиме обнаружения малоразмерных малоскоростных целей связано с трудностями, обусловленными необходимостью обработки сигналов в течение времени длительного когерентного накопления, измеряемого десятками долями секунды. Частота выборок сигнала должна обеспечивать неискаженную передачу спектра сигнала, составляющую десятки мегагерц, то есть отсчеты должны следовать с периодом менее 0,1 мкс. В результате возникает необходимость формирования и обработки больших массивов данных, что требует высокой производительности вычислителей и больших затрат времени на моделирование.

Цель работы – предложить метод моделирования РЛС, позволяющий существенно сократить вычислительные затраты, при этом сохраняя достоверность полученных результатов.

Разработанная имитационная модель предназначена для исследования характеристик многолучевого радиолокатора [1–3]. Она выполнена в линейном приближении характеристик аппаратуры и анализирует прохождение комплексной огибающей сигнала через систему с бесконечно широким динамическим диапазоном приемного тракта. Архитектура модели позволяет исследовать многолучевые РЛС любой конфигурации. Для простоты изложения описан только один из возможных вариантов моделирования – РЛС с цифровым формированием диаграммы направленности (ДН). Рассматривается первичная обработка сигналов в одном приемном канале (в одном луче приемной ДН), в остальных каналах на этом этапе обработки процедуры независимы и незначительно отличаются параметрами и характеристиками.

Модель имитирует преобразования сигнала в приемном канале, структура которого схематично представлена на рис. 1. Сигналы с входа антенной решетки, состоящей из K_a приемных элементов,

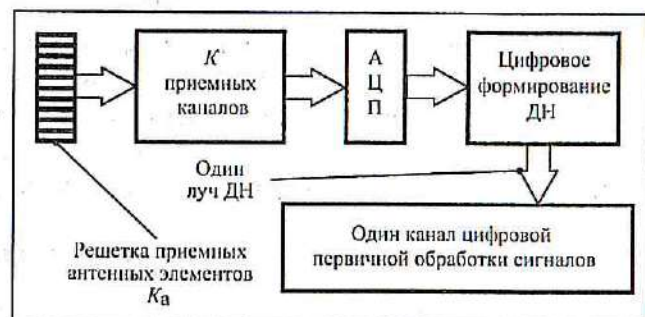


Рис. 1. Схема моделируемого канала многолучевой РЛС

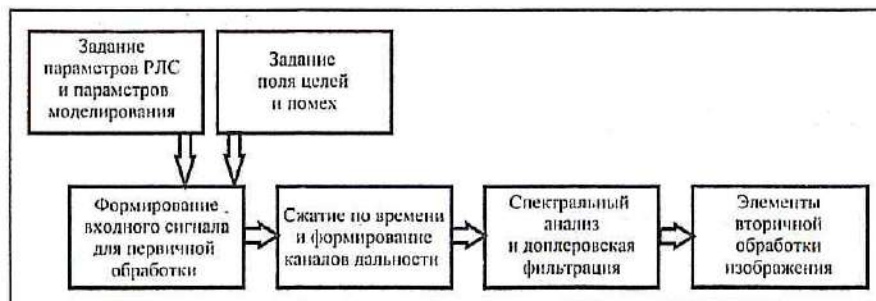


Рис. 2. Структура алгоритмов имитационного моделирования

поступают в $K = K_a$ приемных каналов, а затем в многоканальный широкополосный АЦП.

В вычислителе выполняется цифровое формирование верха приемных лучей, в модели рассматривается только один из них. Для канала первичной цифровой обработки моделируются процедуры сжатия сигнала

по дальности, формирования N_R каналов дальности, когерентного накопления и доплеровской фильтрации, а также первичная пороговая обработка.

Основные этапы имитационного моделирования показаны на рис. 2.

Объем выполняемых операций и быстродействие программы управляемы – они определяются параметрами моделируемых сигналов и устройств, а также требуемой точностью анализа. В рассматриваемом примере моделирование выполняется для одного периода когерентного накопления сигнала длительностью T_c .

Основные задаваемые параметры РЛС и ее моделирования

Задаваемыми параметрами РЛС и ее моделирования являются: λ – длина волны зондирующего сигнала; $d_{ax} \times d_{ay}$ – размер приемной антенны; $\theta_x \times \theta_y$ – ширина ДН приемного антенного элемента и антенны ПРД в горизонтальной и вертикальной плоскостях; $K_a = K$ – число модулей в антенне и приемных каналов (лучей ДН); P_{cp} – средняя мощность излучения; T_c – время когерентного накопления сигнала; τ_{ii} – длительность зондирующего импульса; M – коэффициент сжатия сигнала по дальности; F_{ii} – частота повторения зондирующих импульсов; N_{ii} – число накапливаемых импульсов за период T_c ; $k_{ш}$ – коэффициент шума входного тракта; α_p – коэффициент потерь мощности сигнала в приемном тракте; $F_{АЦП}$ – частота дискретизации АЦП, она определяет d_t – шаг отсчетов по времени при моделировании периода повторения зондирующих импульсов.

В рассматриваемом примере моделирования выбраны следующие значения параметров: $\lambda = 10$ см; $d_{ax} \times d_{ay} = 1,8 \times 0,58$ м; $\theta_x \times \theta_y = 120^\circ \times 10^\circ$; $K_a = K = 36$; $P_{cp} = 50$ Вт; $T_c = 0,18$ с; $\tau_{ii} = 1,5$ мкс; $M = 22,5$; $F_{ii} = 22,5$ кГц; $N_{ii} = 4096$; $k_{ш} = 4$ дБ; $\alpha_p = 5$ дБ; $F_{АЦП} = 46$ МГц.

Основные рассчитываемые параметры РЛС и ее моделирования

Рассчитываемыми параметрами РЛС и ее моделирования являются: $\theta_{лх} = 3,2^\circ$ – ширина луча приемной ДН; $\tau_{исж} = 0,067$ мкс – длительность сжатого импульса; $\delta_R = 10$ м – разрешающая способность РЛС по дальности; $R_{одн} = 6,67$ км – диапазон однозначного измерения дальности; $\Delta_f = 5,6$ Гц – ширина полосы пропускания доплеровского фильтра; $P_{имп} = 1,48$ кВт – импульсная мощность передатчика; $T_{ii} = 44,4$ мкс – период повторения зондирующих импульсов; $Q = 29,6$ – скважность зондирующего сигнала; $d_R = 3,25$ м – шаг отсчетов по дальности при моделировании периода повторения зондирующих импульсов; $N_r = 2048$ – число отсчетов по дальности при моделировании периода повторения зондирующих импульсов; $N_R = 667$ – число формируемых каналов дальности.

Задание поля целей и помех

Цели задаются в произвольном числе в виде точечных отражателей с неизменными за время когерентного накопления T_c параметрами. Каждая цель определяется ее эффективной поверхностью отражения

(ЭПО), дальностью и радиальной составляющей скорости. В примере вводятся две цели с параметрами: $\rho_{ц1} = 0,01 \text{ м}^2$; $R_{ц1} = 1000 \text{ м}$; $V_{ц1} = -3 \text{ м/с}$; $\rho_{ц2} = 0,01 \text{ м}^2$; $R_{ц2} = 5000 \text{ м}$; $V_{ц2} = 5 \text{ м/с}$.

Для расчета суммарной ЭПО помехи, поступающей на вход приемного канала (луча ДН), задается распределение на поверхности удельной ЭПО $\sigma_{\phi}(R, \theta)$ и рассчитывается ДН $\Gamma(\theta)$. Используемая в примере диаграмма для центрального луча веера показана на рис. 3.

ЭПО отражающей поверхности задается комплексным случайным процессом $\rho_{\phi}(R, \theta)$, определенном на поле (R, θ) и имеющим переменное по этому полю среднеквадратическое отклонение (СКО) $\sigma_{\phi}(R, \theta)$. Поверхность разбивается на кольца равной дальности шириной d_R (в примере $d_R = 3,25 \text{ м}$). Ширина колец определяется заданным при выборе параметров моделирования шагом отсчетов дискретизации по времени, что эквивалентно выбору шага отсчетов дискретизации по дальности. Суммарная ЭПО поверхности, отражающая сигнал с одинаковой задержкой во времени, определяется выражением

$$\rho_{\phi R} = \int_{\Omega} \rho_{\phi R}(R, \theta) dR d\theta, \tag{1}$$

где Ω – область кольца равной дальности.

Для более точного учета мощности помеховых отражений такой же расчет выполняется для области поверхности, находящейся на втором участке неоднозначности по дальности, с учетом коэффициента ослабления сигнала пропорционально $1/R^2$. ЭПО фона с двух участков неоднозначности складываются. Учет более дальних участков неоднозначности дает несущественные поправки.

На рис. 4 показана суммарная ЭПО поля целей и помехи, позицией 1 и позицией 2 отмечены положения целей. Удельная ЭПО помехи принята равномерной по всей поверхности $\sigma_{\phi} = \text{const}(R, \theta) = -30 \text{ дБ}$. Рост суммарной ЭПО помехи с увеличением дальности вызван ростом площади кольца равной дальности. На всех дальностях ЭПО целей значительно меньше суммарной ЭПО помехи. Обнаружение цели в этих условиях возможно за счет эффективной доплеровской фильтрации, но только если она движется.

Формирование модели сигнала

Моделируются сигналы на входе цифровых алгоритмов первичной обработки для одного приемного канала (луча ДН) и одного периода следования зондирующих импульсов T_r . Последовательность процедур моделирования показана на рис. 5. При описании сигналов и алгоритмов имитационной модели для упрощения выражений используются формулы в аналоговом виде, реальные же модели работают с аналогичными дискретными алгоритмами.

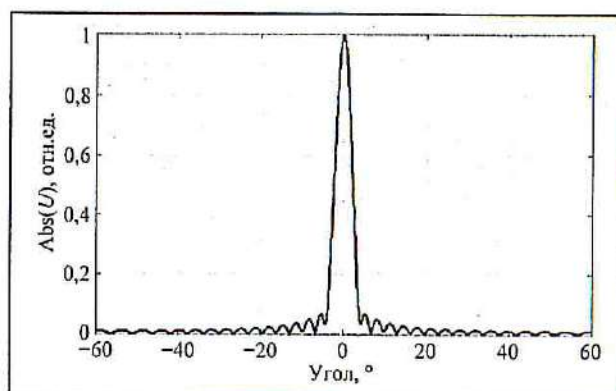


Рис. 3. ДН луча антенны для расчета ЭПО помехи

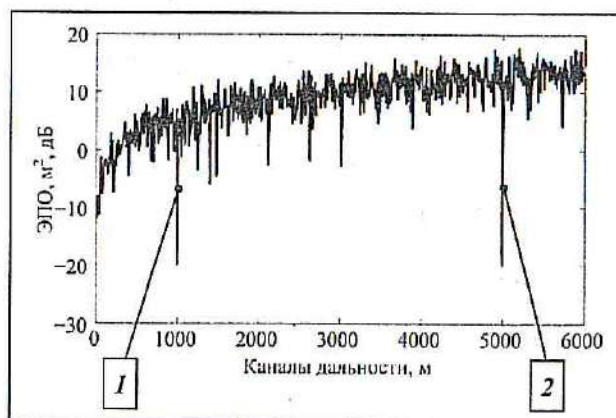


Рис. 4. Графики ЭПО целей и помехи в центральном луче ДН: 1 – сигнал цели 1; 2 – сигнал цели 2

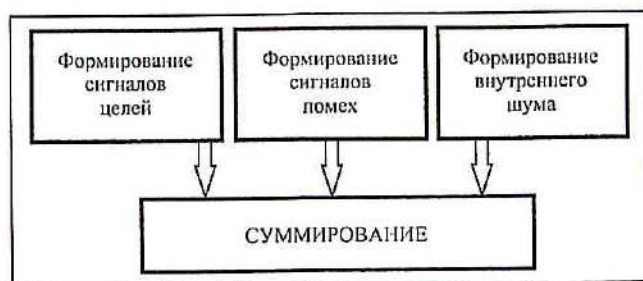


Рис. 5. Структура алгоритмов формирования модели входного сигнала

Для создания моделей сигналов задается форма используемого РЛС зондирующего импульса $s_n = s_n(t)$. Это может быть прямоугольный ЛЧМ-импульс, как в приводимом примере, или ФКМ и т.д. Импульс может быть модулирован аподизирующей функцией для снижения уровня боковых лепестков согласованных фильтров сжатия сигнала.

Сигнал n -й цели определяется его ЭПО, дальностью и радиальной составляющей скорости движения:

$$s_{ин} = k_n R_{ин}^{-2} \sqrt{\rho_{ин}} s_n(t - t_{Rn}) \exp(-j\omega_{ин}t), \quad (2)$$

где $\omega_{ин} = 4\pi V_{ин} / \lambda$ – доплеровский сдвиг частоты отраженного от цели сигнала; $R_{ин}^{-2}$ – коэффициент, учитывающий падение мощности принимаемого сигнала при увеличении дальности до цели; $k_n = \sqrt{P_{инп} S_{прм} S_{прд} / (8\pi\lambda^2 \alpha_p)}$ – коэффициент энергетического потенциала системы радиолокационного наблюдения.

Сигнал отражений от фона полагается не имеющим доплеровского сдвига частоты. Он рассчитывается как свертка зондирующего импульса с ЭПО поверхности в луче ДН $\rho_\phi(t)$, где выполнен переход от координат дальности к координатам времени $t = 2R/c$:

$$s_\phi(t) = k_\phi k_n R_{ин}^{-2}(t) \left\{ s_n(t) \otimes \sqrt{\rho_\phi(t)} \right\}, \quad (3)$$

где k_ϕ – коэффициент подавления отражений от фона азимутальными лепестками ДН (в модели принято значение $k_\phi = 0,5$); \otimes – оператор свертки по времени.

Внутренний шум аппаратуры рассчитывается как некоррелированный во времени комплексный гауссовский случайный процесс. Его СКО постоянно в течение времени приема сигнала T_n , зависит от ширины полосы пропускания АЦП $F_{АЦП}$ и рассчитывается по формуле

$$\sigma_{ш} = \sqrt{0,5 k_T k_{ш} K^{0,5} F_{АЦП}}. \quad (4)$$

Коэффициент $K^{0,5}$ учитывает, что при цифровом формировании ДН в приемном канале (луче ДН) складываются шумы всех приемных элементов антенны и их усилителей.

Сравнение сигналов целей, помехи и шума в различных точках приемного тракта приведено на рис. 6. Графики построены в относительных единицах с использованием логарифмической шкалы амплитуды. Минимальное значение сигнала цели на графиках определяется как $U_{min} = k_c U_{max}$, где k_c – коэффициент, задающий число градаций сигнала при аналогово-цифровом преобразовании. В примере используется десять градаций минимального сигнала, то есть $k_c = 0,1$.

На рис. 6,а показаны сигналы на входе одного приемного канала, стоящего после антенного элемента приемной ФАР. При сравнении сигналов целей, помехи от земли и внутреннего шума видно, что цели не обнаруживается при их наблюдении на одном периоде излучения зондирующих импульсов, даже на фоне только внутреннего шума. Для выделения сигналов необходимо их когерентное накопление на нескольких периодах повторения.

Для сокращения динамического диапазона приемного канала до входа приемника применяют временную регулировку усиления (ВАРУ). В модели используется алгоритм ВАРУ, в котором входной сигнал умножается на зависящий от времени прихода сигнала коэффициент R^2 . Соответствующие графики входных сигналов показаны на рис. 6,б.

Графики входных сигналов в одном сформированном луче ДН после суммирования в диаграммообразующей схеме (ДОС) показаны на рис. 6, в (для случая отсутствия ВАРУ). Эти сигналы являются входными для модели обработки сигнала по дальности в одном приемном луче ДН.

Обработка сигнала по дальности

Одна из проблем имитационного моделирования состоит в необходимости выполнения большого объема вычислительных операций. Особенно возрастает размерность обрабатываемых массивов при переходе к этапу когерентного накопления сигналов. В рассматриваемом примере на этапе имитации обработки в одном приемном канале (луче ДН) в течение периода следования зондирующих импульсов $T_n = 44,4$ мкс реализация сигнала включает $N_r = 2048$ отсчетов.

На этапе имитации когерентного накопления в течение $T_c = 0,18$ с обрабатывается $N_n = 4096$ периодов излучения зондирующего сигнала, при этом общая длина анализируемого массива составляет $N_a = N_r \times N_n = 2^{23}$ отсчетов.

Для сокращения объема вычислений в программе применяется отдельный расчет прохождения через систему обработки сигналов целей, фона и шума на основе свойства аддитивности линейных систем. Полученные сигналы складываются на последнем этапе формирования изображения перед расчетом спектра реализации на интервале T_c .

Раздельная обработка начинается на этапе сжатия сигналов по дальности в согласованном фильтре. Структура алгоритмов фильтрации при моделировании сигналов двух целей показана на рис. 7. Имитация обработки сигналов по дальности включает четыре процедуры: 1) формирование импульсной переходной характеристики (ИПХ) согласованного фильтра (фильтра сжатия сигнала); 2) преобразование сигналов согласованным фильтром; 3) формирование каналов дальности (стробирование по дальности); 4) расчет характеристик сигналов.

Импульсная переходная характеристика и соответствующая ей амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра, согласованного с моделируемым в примере зондирующим импульсом, представлены на рис. 8. Показаны модули их комплексных характеристик, выраженные в относительных единицах.

Фильтрация сигналов моделируется как их свертка с ИПХ фильтра. Результат преобразования различных сигналов в согласованном фильтре показан на рис. 9. Комплексные сигналы представлены выраженными в дБ значениями их реальной составляющей. При рассматриваемых в примере условиях после сжатия сигналов в согласованном с ЛЧМ-импульсом фильтре цели не наблюдаются ни на фоне внутреннего шума, ни, тем более, на фоне смеси шума с помехой.

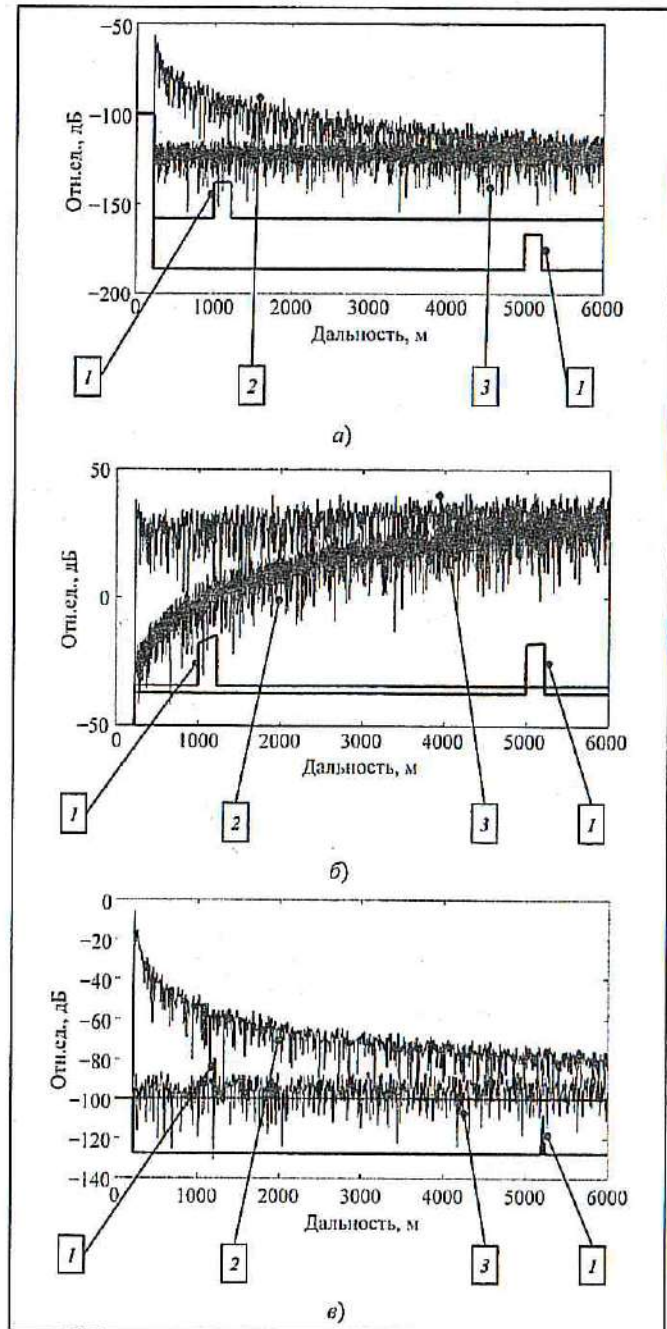


Рис. 6. Графики смоделированных входных сигналов в одном приемном канале на интервале T_n (а), после ВАРУ (б) и в одном луче ДН после ДОС (в): 1 – сигналы целей; 2 – сигнал фона; 3 – сигнал внутреннего шума

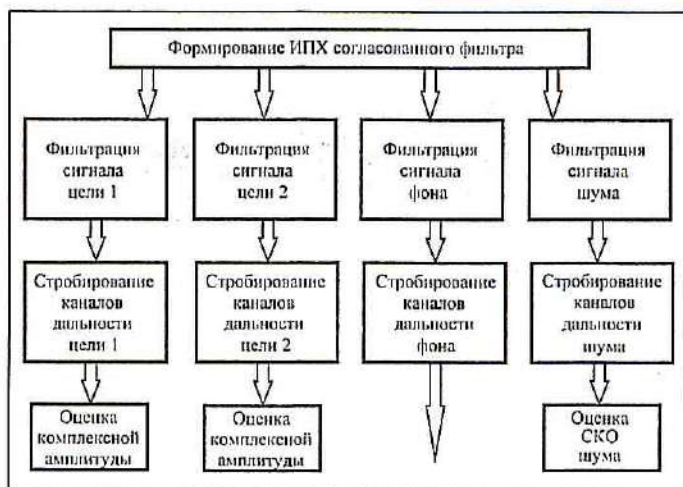


Рис. 7. Структура алгоритмов обработки сигналов по дальности

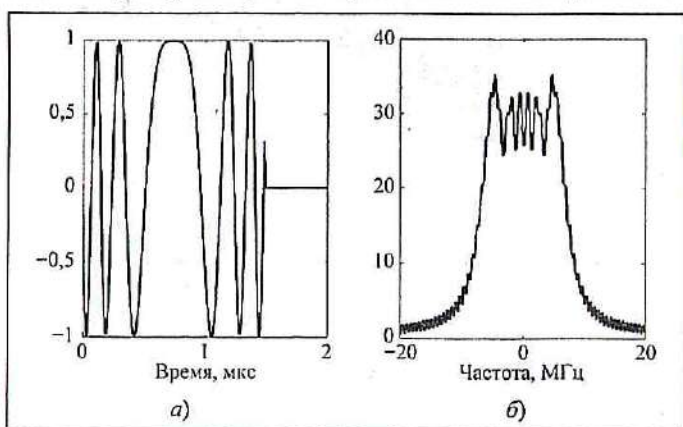


Рис. 8. Импульсная переходная характеристика (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) согласованного фильтра

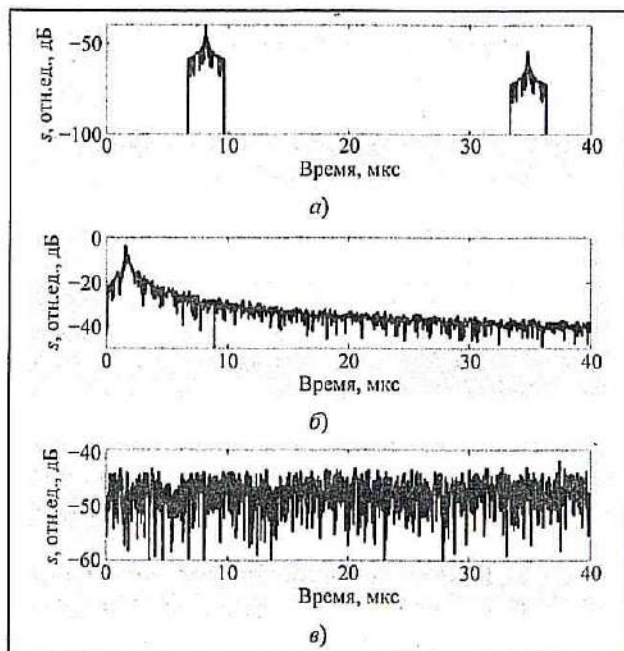


Рис. 9. Графическое отображение выходных сигналов целей ЛЧМ (а), фона ЛЧМ (б) и внутреннего шума ЛЧМ (в)

Формирование каналов дальности предназначено для согласования числа отсчетов в выходном изображении с потенциальной разрешающей способностью РЛС по дальности δ_R . При выполнении этой процедуры происходит дополнительное накопление сигнала цели.

На рис. 10 комплексные сигналы после стробирования по дальности представлены выраженными в децибелах значениями их реальной составляющей. Шкала времени заменена эквивалентной шкалой дальности.

Содержание процедуры стробирования по дальности состоит в суммировании отсчетов сигнала в пределах потенциального элемента разрешения по дальности δ_R :

$$s_{стр} = \int_{\delta_R} s dR. \quad (5)$$

В результате стробирования происходит подавление внутреннего шума по отношению к сигналу – на его фоне наблюдаются и ближняя, и дальняя цели. Однако отражения от земли не подавляются, они по-прежнему полностью маскируют цели.

Число отсчетов сигнала по дальности сокращается: в рассматриваемом примере вместо $N_r = 2048$ отсчетов на период повторения в выходном изображении формируется $N_R = 667$ каналов дальности.

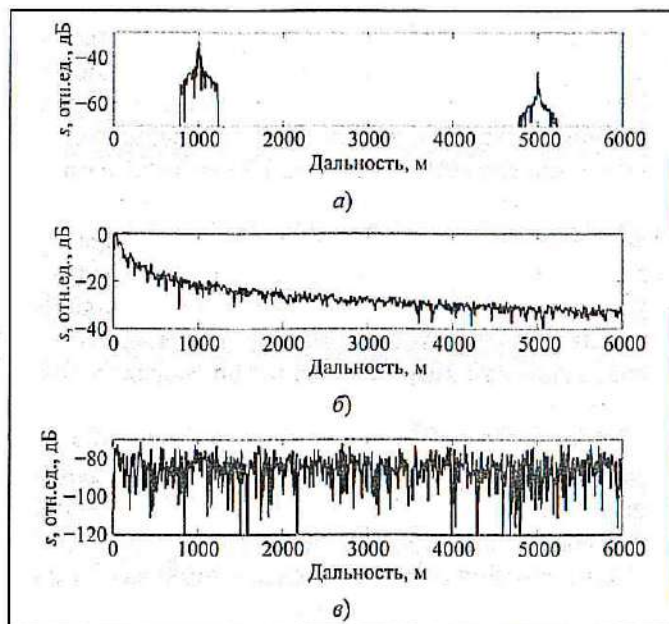


Рис. 10. Графическое отображение выходных сигналов целей (а), фона (б) и внутреннего шума (в) (строб R) после формирования каналов дальности

Когерентное накопление и фильтрация сигнала

В имитационной модели до этапа когерентного накопления по рассчитанным на предыдущем этапе амплитудам A_1, A_2 и по заданным доплеровским сдвигам частоты $\omega_{u1} = 4\pi V_{u1} / \lambda, \omega_{u2} = 4\pi V_{u2} / \lambda$ формируются сигналы целей на интервале когерентного накопления:

$$s_{u1}(t) = A_1 \exp(-j\omega_{u1}t), s_{u2}(t) = A_2 \exp(-j\omega_{u2}t). \tag{6}$$

По рассчитанному на выходе стробирующего алгоритма СКО формируется модель внутреннего шума на интервале когерентного накопления. Шум задается как стационарный во времени некоррелированный комплексный гауссовский процесс. Сигналы целей и шума совместно с сигналом фона, полученным на выходе стробирующего каскада, суммируются, образуя входной сигнал для алгоритма когерентного накопления. Длительность сформированного сигнала равна времени когерентного накопления T_c .

Структура алгоритмов обработки, реализующих когерентное накопление, показана на рис. 11. Входной сигнал алгоритма когерентного накопления представляет собой N_R матриц размерностью $2 \times N_R$, столбцы которых являются вектором значений дальности \mathbf{R} и вектором комплексных значений соответствующего этой дальности сигнала \mathbf{s} .

Когерентное накопление, в результате которого формируется изображение $\mathbf{I}(\mathbf{R}, \omega)$, реализуется как преобразование Фурье во времени на интервале времени T_c независимо для каждого канала дальности:

$$\mathbf{I}(\mathbf{R}, \omega) = \tilde{F}\{\mathbf{s}(\mathbf{R}, t)\}, \tag{7}$$

где $\tilde{F}\{\cdot\}$ – оператор преобразования Фурье.

Для наглядности изображения выполняется масштабное преобразование координат частоты в координаты скорости $\mathbf{I}(\mathbf{R}, \omega) \Rightarrow \mathbf{I}(\mathbf{R}, V)$ и рассчитывается модуль сигнала $\mathbf{Im} = |\mathbf{I}|$.

Для комфортного восприятия изображения оператором удобно, чтобы амплитуда отметки цели в изображении была пропорциональна значению ее ЭПО. Для этого в некоторых случаях амплитуда сигнала нормируется коэффициентом, учитывающим падение мощности принимаемого сигнала при увеличении дальности $\mathbf{Im} = \mathbf{Im}R^2$. Эта процедура, однако, визуально увеличивает интенсивность внутреннего шума в изображении.

Построенное в этом примере выходное изображение в координатах «дальность–скорость» в 3D-проекции показано на рис. 12. Это изображение получено в одном приемном канале (в одном луче ДН) за один период излучения пачки зондирующих сигналов T_c . Полное изображение, формируемое

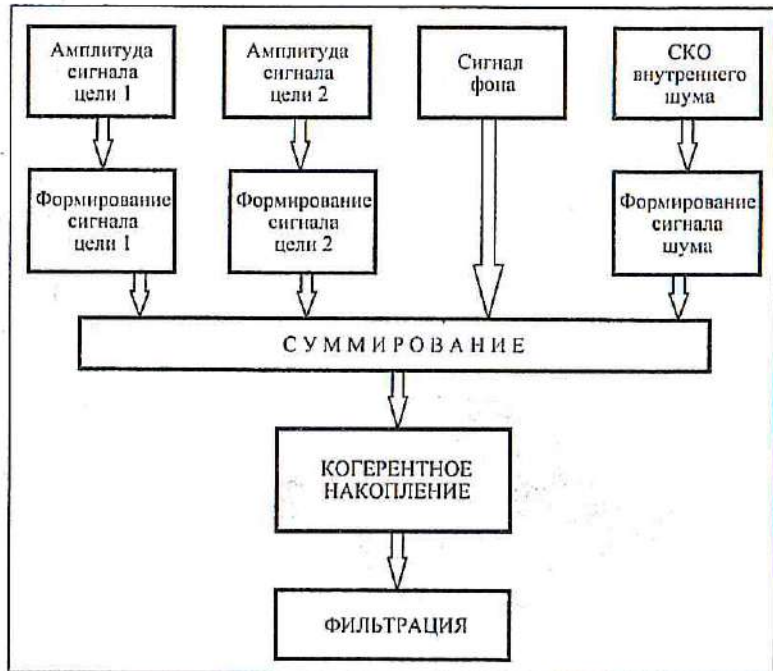


Рис. 11. Структура алгоритмов когерентного накопления сигналов и фильтрации

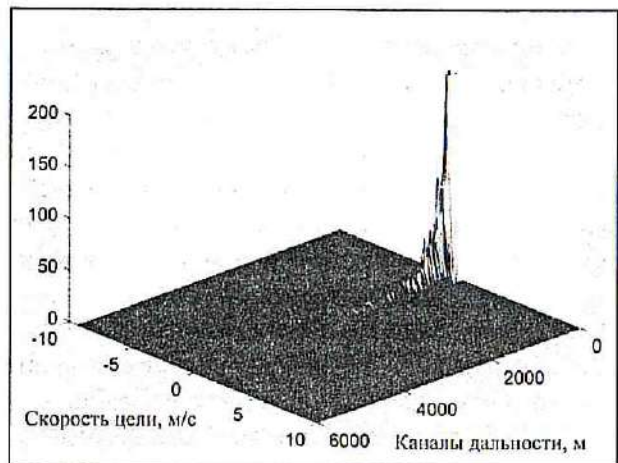


Рис. 12. График выходного изображения в одном луче ДН до фильтрации

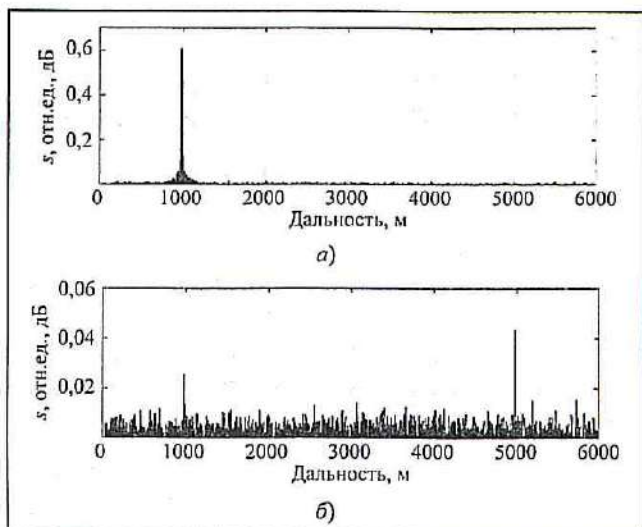


Рис. 13. Графики выходных сигналов в каналах скорости $V1$ (а) и $V2$ (б)

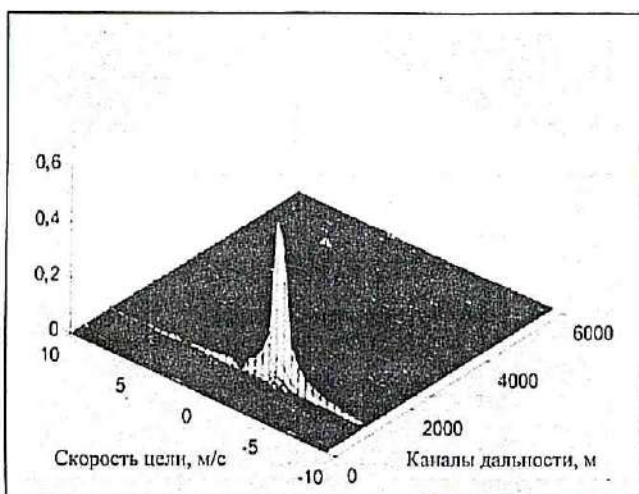


Рис. 14. График выходного изображения в одном луче ДН после фильтрации

многолучевой РЛС за время T_c , трехкоординатное: «дальность–скорость–азимут».

В области нулевой скорости (нулевого доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала) на рис. 12 присутствуют отражения от поверхности земли. Они значительно мощнее отражений от целей, которые в этом формате изображения не заметны.

Ширина полосы, занятой фоном, мала и составляет 5,5 Гц – полосу пропускания одного фильтра. Для используемой в примере $\lambda = 10$ см это соответствует диапазону скоростей движения цели $\pm 0,14$ м/с.

Реально ширина полосы скоростей, занятая фоном, шире, так как земля не является абсолютно неподвижной, как это принято в модели. Кроме того, необходимо учитывать влияние на изображение сигналов от земли в боковых лепестках фильтров. В данном случае можно говорить, что цели, движущиеся с радиальной составляющей скорости более $V_{min} = 0,5$ м/с (1,8 км/ч) наблюдаются на фоне внутреннего шума аппаратуры. Дополнительно к рассмотренному можно снизить значение минимальной скорости обнаруживаемой цели за счет применения методов подавления боковых лепестков доплеровских фильтров.

На рис. 13 показаны сечения изображения каналами равной скорости, в которых расположены отметки целей: -3 м/с и 5 м/с. Значения амплитуды отметок целей пропорциональны их ЭПО с учетом ослабления сигнала по дальности, обе цели уверенно обнаруживаются на фоне шума. В канале скорости второй цели на дальности $R = 1$ км наблюдается отметка, образованная боковым лепестком мощного сигнала первой цели.

Моделирование показывает, что в многолучевой РЛС узкополосная доплеровская фильтрация при длительном когерентном накоплении сигналов позволяет обнаруживать на фоне мощных отражений от земли цели, движущиеся со скоростями более $0,5 \dots 1$ м/с.

Фильтрация – подавление сигналов низких частот (скоростей отражателей) в изображении – применяется для комфортного наблюдения целей оператором. Пример изображения с отфильтрованным фоном показан на рис. 14. Малоразмерные цели создают хороший контраст с шумом, несмотря на присутствие во входном сигнале мощных отражений от земли.

- Предложенные подходы к методам имитационного моделирования многолучевой РЛС в режиме обнаружения малоразмерных малоскоростных целей позволяют выполнять расчеты на вычислительных машинах общего пользования с точностью, достаточной для проектирования облика радиолокатора. Выполненный пример имитационных расчетов показал хорошее совпадение с теоретически полученными оценками характеристик РЛС. Для более точных расчетов необходима верификация параметров моделей характеристиками реальной аппаратуры.

Литература

1. Антонов И.К. Принцип обзора пространства в многолучевом радиолокаторе при обнаружении малозаметных воздушных целей // Антенны. 2017. № 3.
2. Антонов И.К. Структура и базовые характеристики многолучевого радиолокатора охранного комплекса // Антенны. 2017. № 3.
3. Антонов И.К. Потенциальные характеристики многолучевой РЛС в режиме обнаружения малоскоростных малозаметных целей // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 3.

Поступила 17 февраля 2017 г.

Radar simulation modeling in acquisition mode of low-speed small-size targets

© Authors, 2017
© Radiotekhnika, 2017

I.K. Antonov – Ph. D. (Eng.), IT Head of «Tour Operator «Biblio Globus», «BG-Optics»

E-mail: iantonov@complex-systems.biz

A.A. Lavrov – Dr. Sc. (Eng.), Professor, Research Scientist, Public Corporation «BANS»

E-mail: lavrovacad@gmail.com

Creation of programs for simulation modeling of low-speed targets radar detection mode is difficult, due to the necessity of signal processing in the period of long coherent gathering, measured in tenths of a second. In this paper we propose a modeling method that allows to significantly reduce the computational cost while the reliability of the obtained results remains. The developed simulation model is designed to study the characteristics of multi-beam radar. It is made in a linear fit of the equipment characteristics of the apparatus. Passing the complex envelope of the signal through the system with an infinitely wide dynamic range of the receiving path is analyzed. The model architecture allows exploring multi-beam radar of any configuration.

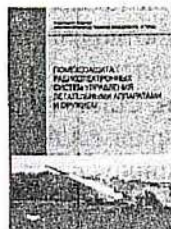
Proposed approaches to the methods of simulation modeling of multi-beam radar allow you to perform calculations on conventional computers with sufficient accuracy for the design of the real radar. Completion of example simulations showed good agreement with the theoretical estimates of the radar characteristics. Greater accuracy of calculations require verification of model parameters with the characteristics of a real instrument.

References

1. Antonov I.K. Princip obzora prostranstva v mnogoluchevom radiolokatore pri obnaruzhenii malozametny'x vozdushny'x czelej // Antenny'. 2017. № 3.
2. Antonov I.K. Struktura i bazovy'e karakteristiki mnogoluchevogo radiolokatora ohrannogo kompleksa // Antenny'. 2017. № 3.
3. Antonov I.K. Potencial'ny'e karakteristiki mnogoluchevoj RLS v rezhime obnaruzheniya maloskorostny'x malozametny'x czelej // Uspexi sovremennoj radioelektroniki. 2017. № 3.

Уважаемые читатели!

В Издательстве «Радиотехника» Вы можете приобрести книгу



В.Н. Лепин, В.Н. Антипов, А.Ю. Викентьев, Е.Е. Колтышев, В.В. Мухин, А.Ю. Трущинский, А.Ю. Фролов, В.Т. Янковский

ПОМЕХОЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ И ОРУЖИЕМ

Под ред. В.Н. Лепина

Рассмотрены теоретические основы и принципы построения помехозащищенных бортовых радиоэлектронных систем. Проанализированы методы, устройства и алгоритмы защиты радиолокационных станций самолетов и головок самонаведения ракет от помех, а также показана их эффективность. Дан анализ перспективных средств создания помех и способов борьбы с ними.

Для инженеров и научных работников. Может быть полезна студентам и преподавателям вузов.

По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу: 107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6

Тел./факс (495) 625-92-41, тел.: (495) 625-78-72, 621-48-37

Полный перечень книг, выпускаемых Издательством «Радиотехника», размещен на сайте

<http://www.radiotec.ru>; e-mail: info@radiotec.ru