



Иван Михайлович Якимов родился в 1979 г. Аспирант кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г.Демидова. Специализируется в области фазовых систем синхронизации, систем телекоммуникаций, нелинейной динамики.

I.M. Yakimov (b. 1979). Post-graduate of "Dynamics of Electronic Systems" department of the Yaroslavl State University n.a. P.G.Demidov. Specializes in the field of phase systems of synchronization, telecommunication systems, nonlinear dynamics.

УДК 621.396

Ф. С. А л ы м о в, В. В. Р а з е в и г,
В. Н. С а б л и н, В. В. Ч а п у р с к и й

ФОНОВАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ КАК НЕТРАДИЦИОННЫЙ МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Изложена история возникновения метода фоновой радиолокации, даны его описание и физическая трактовка. Рассмотрены уравнение фоновой радиолокации, расчет зон обнаружения фоновой радиолокационной системы, анализ энергетических и частотных соотношений и отношения сигнал/помеха в линейном тракте фоновой радиолокационной системы при использовании отражений от местного предмета. Приведены примеры моделирования фоновой радиолокации при использовании диффузных отражений от земной поверхности.

Известный метод радиолокационного обнаружения воздушных объектов "на просвет" [1–5], основанный на регистрации теневой компоненты рассеянного поля объектов в бистатических радиолокационных системах, позволяет обнаруживать цели с противорадиолокационными покрытиями, однако этот метод имеет существенный недостаток: узость специфической барьерной зоны обнаружения, располагаемой вдоль линии базы передатчик–приемник. Это не позволяет обеспечивать длительное сопровождение цели, а стремление увеличить площадь контролируемой зоны за счет увеличения числа пар передатчик–приемник приводит к усложнению системы. В настоящей работе исследуется метод радиолокации, предназначенный для преодоления указанного недостатка и, в то же время, сохраняющий как основу принцип регистрации теневой компоненты рассеянного поля объектов и связанные с ним преимущества радиолокации на просвет. Данный метод получил название метода фоновой радиолокации (ФРЛ) [6].

В методе ФРЛ используются совмещенные приемное и передающее устройства, т.е. однопозиционная радиолокационная система (РЛС), и вынесенные отражатели естественного или искусственного происхождения в качестве вторичных излучателей электромагнитных волн, т.е. виртуальные передатчики, заменяющие вынесенный реальный передатчик в бистатической просветной РЛС [4, 5]. Такой способ позволяет реализовать режим обнаружения на просвет на большом числе виртуальных бистатических баз, радиально расходящихся от приемопередающего устройства (что приводит к увеличению просветной зоны вплоть до круговой), без существенных трудностей, которые имели бы место при построении реальной многопозиционной просветной системы с круговой зоной ответственности. Принципиально метод ФРЛ позволяет использовать не только вторичное излучение местных предметов, но и диффузное переизлучение земных покровов.

Данный способ радиолокации предложен авторами настоящей работы в 1984 г. Тогда же были разработаны некоторые теоретические вопросы метода ФРЛ. Практически одновременно И.В. Прангишвили, А.Н. Ануашвили и В.В. Маклаковым было сделано близкое по признакам изобретение, связанное с регистрацией подвижных микрообъектов по изменению характеристик фона в оптических голографических системах. Фоновый принцип наблюдения был в 1992 г. зарегистрирован этими учеными как открытие [7], а его теоретическое описание и способы применения в различных областях, в том числе в радиолокации, были изложены в работах [8–11].

Фоновый способ радиолокации и реализующие его устройства были предложены независимо от оптического способа и существенно его дополняют в части как физической трактовки, так и технического воплощения. Так, в настоящей работе теория для радиолокационных приложений основывается на приближении дальней зоны дифракции, в отличие от работ [8–10], в которых за основу взято приближение тени. В 1991 г. стало также известно об изобретении фонового способа радиолокационного наблюдения в Англии [12].

В начале 90-х годов XX в. была проведена экспериментальная проверка метода ФРЛ на лабораторной установке в радиолокационном диапазоне волн [10, 11]. Результаты экспериментов по обнаружению наземных движущихся объектов методом ФРЛ с помощью штатной РЛС малой дальности приведены в работе [6]. Теоретический анализ спектральных характеристик сигналов движущихся объектов для метода ФРЛ в приближении тени на фоне нестационарной диффузной поверхности представлен в работе [13]. Теоретические исследования авторов, в том числе с использованием имитационной модели фоновой

вами, находящимися в пределах импульсного объема $c\tau_{\text{и}}/2$ (здесь c — скорость света). Рассеяние этой энергии в направлении точки приема происходит в соответствии с формой бистатической диаграммы рассеяния объекта $\sigma_{\text{ц}}(\alpha)$.

Таким образом, в пространстве создается совокупность вынесенных относительно точки приема вторичных излучателей электромагнитной энергии, позволяющих осуществить вторичную радиолокацию цели на просвет по совокупности путей OM_iCO , OCM_iO , OCM_iCO распространения радиоволн, отмеченных на рис. 1 стрелками. Когда цель находится вблизи линии визирования OM_i на отражателе, эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) $\sigma_{\text{ц}}(\alpha)$, отвечающая бистатическому углу $180^\circ - \alpha$, близкому к углу 180° , резко увеличивается, перестает зависеть от наличия противорадиолокационного покрытия и определяется геометрической площадью S_{T} теневого силуэта воздушного объекта [1–3]. В конкретном импульсном объеме каждому из путей распространения радиоволн при движении цели соответствует свой доплеровский сдвиг частоты сигнала, что приводит к появлению в рассеянном объектом излучении непрерывной совокупности различных по частоте доплеровских компонент спектра. Указанный спектр, как показывают расчеты, простирается выше частот, характерных для отражений от поверхности Земли при отсутствии движущейся цели между отражателями и точкой приема. Это явление может использоваться для построения устройства обнаружения движущегося воздушного объекта.

Отметим следующие особенности метода ФРЛ. Во-первых, расширение спектра фоновых сигналов происходит в случае, когда траектории цели пересекают луч РЛС. При движении цели вдоль луча частоты Доплера просветных сигналов близки к нулю, и полезный фоновый эффект маскируется отражениями от местности. Во-вторых, измерение дальности до цели в данном методе по задержке не производится, требуется разработка специального метода, который будет рассмотрен далее. В-третьих, данный метод, как и метод бистатической радиолокации на просвет, имеет характеристики обнаружения, не зависящие от мер противорадиолокационной маскировки воздушного объекта.

Уравнение ФРЛ. Энергетические и частотные соотношения при обнаружении объектов с использованием сосредоточенного отражателя. Пусть расстояния $|OM_i|$, $i = 1, 2, \dots$, от ФРЛС до отражателя равны R , а дальность до цели равна $R_{\text{ц}}$. Тогда плотность падающего потока мощности вблизи отражателя имеет следующий вид:

$$П_1 = \frac{P_{\text{пер}}G_{\text{пер}}}{4\pi R^2}, \quad (1)$$

где $P_{\text{пер}}$ и $G_{\text{пер}}$ — мощность передатчика и коэффициент усиления антенны на передачу. С учетом того, что $M_i \approx R - R_{\text{ц}}$, плотность потока мощности переотраженной волны в точке расположения цели имеет вид

$$\Pi_2 = \frac{\sigma_{\text{отр}} \Pi_1}{4\pi (R - R_{\text{ц}})^2} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \sigma_{\text{отр}}}{(4\pi)^2 R^2 (R - R_{\text{ц}})^2}, \quad (2)$$

где $\sigma_{\text{отр}}$ — величина ЭПР отражателя M_i в направлении на цель. Плотность потока мощности излучения, рассеянного целью в направлении точки приема, вычисляется по формуле $\Pi_3 = \Pi_2 \sigma_{\text{ц}}$, где $\sigma_{\text{ц}}$ — ЭПР цели, отвечающая бистатическому углу $\pi - \alpha = \angle M_i C O$. Плотность потока мощности вблизи ФРЛС равна $\Pi_3 / (4\pi R_{\text{ц}}^2)$. Тогда мощность сигнала цели на выходе приемной антенны с площадью $A_{\text{пр}}$ имеет вид

$$P'_{\text{ц}} = \frac{\Pi_3 A_{\text{пр}}}{4\pi R_{\text{ц}}^2} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \sigma_{\text{отр}} \sigma_{\text{ц}} A_{\text{пр}}}{(4\pi)^3 R^2 (R - R_{\text{ц}})^2 R_{\text{ц}}^2}. \quad (3)$$

Мощность $P'_{\text{ц}}$ отвечает одному пути распространения электромагнитных волн — РЛС–отражатель–цель–РЛС ($O M_i C O$).

Рассмотрим все пути распространения электромагнитных волн:

- 1) РЛС–отражатель–РЛС ($O M_i O$);
- 2) РЛС–отражатель–цель–РЛС ($O M_i C O$);
- 3) РЛС–цель–отражатель–РЛС ($O C M_i O$);
- 4) РЛС–цель–отражатель–цель–РЛС ($O C M_i C O$).

Для путей 2) и 3) принимаемые сигналы практически одинаковы по фазе и амплитуде. Для пути 4) уровень сигнала на 20–40 дБ меньше, чем для путей 2) и 3). Поэтому результирующая мощность имеет вид $P_{\text{ц}} = 4P'_{\text{ц}}$. Выражая площадь антенны $A_{\text{пр}}$ через коэффициент усиления $G_{\text{пр}}$ и длину волны λ , для мощности и отношения сигнал/шум соответственно получим

$$P_{\text{ц}} = \frac{4P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \sigma_{\text{отр}}(\chi) \sigma_{\text{ц}}(\alpha, \varepsilon) g_{\text{пер}}(\beta_M) g_{\text{пр}}(\beta_{\text{ц}})}{(4\pi)^4 R^2 (R - R_{\text{ц}})^2 R_{\text{ц}}^2}, \quad q^2 = \frac{P_{\text{ц}}}{\alpha_{\text{ш}} k T^\circ \Delta f}; \quad (4)$$

здесь $g_{\text{пер}}$ и $g_{\text{пр}}$ — нормированные диаграммы направленности антенны на передачу и прием; $\alpha_{\text{ш}}$ — фактор шума приемного устройства; Δf — полоса накопителя; $kT^\circ = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300^\circ$; введены зависимости $\sigma_{\text{отр}}$, $\sigma_{\text{ц}}$ и $g_{\text{пер}}$, $g_{\text{пр}}$ от углов χ , α , β_M , $\beta_{\text{ц}}$ (см. рис. 1). Теневая ЭПР цели при аппроксимации теневого силуэта прямоугольником имеет вид [3]

$$\sigma_{\text{ц}}(\alpha, \varepsilon) = \frac{4\pi (hl)^2}{\lambda^2} \left(\text{sinc} \left(\frac{l}{\lambda} \sin \alpha \right) \right)^2 \left(\text{sinc} \left(\frac{h}{\lambda} \sin \varepsilon \right) \right)^2, \quad (5)$$

где $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/\pi x$; ε и α — углы дифракции на цели в вертикальной и горизонтальной плоскостях; l и h — размеры по горизонтали и вертикали соответственно прямоугольного теневого силуэта цели. Для цели, находящейся на середине базы OM_i , имеем $R_{ц} = R/2$. Прозрачная ЭПР при этом максимальна: $\sigma_{ц} = \sigma_{ц\max}$, и при $\lambda = 5$ см для цели размером $h \times l = 0,5 \cdot 6 = 3 \text{ м}^2$ в соответствии с выражением (5) имеем $\sigma_{ц\max} = 45 \cdot 10^3 \text{ м}^2$. Максимальная ЭПР отражателя площадью $S = 5 \text{ м}^2$ в диапазоне $\lambda = 5$ см составит $\sigma_{отр} = 4\pi S^2/\lambda^2 = 1,25 \cdot 10^5 \text{ м}^2$. Тогда при $R = 20$ км, $\alpha_{ш} = 10$, $P_{пер} = 10^3$ Вт, $G_{пер} = G_{пр} = 2,5 \cdot 10^3$ и $\Delta f = 10$ Гц получим $q_{\max}^2 \approx 8,5 \cdot 10^6$. Таким образом, максимальное отношение сигнал/шум весьма велико и собственные шумы не ограничивают возможностей обнаружения при использовании переотражений от местного отражателя. Даже если $\sigma_{отр}$ или $\sigma_{ц}$ на 10–30 дБ меньше принятых в расчете величин, например, за счет влияния боковых лепестков диаграммы рассеяния отражателя или цели, отношение сигнал/шум остается весьма высоким. При диффузной поверхности можно принять $\sigma_{отр} = \Delta\beta_3 R \delta R \sigma_0$, где σ_0 — удельная ЭПР земной поверхности [14], $\delta R = c\tau_{ш}/2$, $\Delta\beta_3$ — эквивалентная ширина луча антенны.

Для вычисления частоты Доплера при бистатической локации используется формула

$$f_d = \frac{v}{\lambda} (\cos(\psi - \beta_{ц}) - \cos(\psi - \beta_{ц} + \alpha)) \approx \frac{v}{\lambda} \left(\alpha \sin(\psi - \beta_{ц}) + \frac{\alpha^2}{2} \cos(\psi - \beta_{ц}) \right); \quad (6)$$

здесь v — модуль вектора скорости \vec{v} объекта, а приближенное равенство справедливо при малых α , причем

$$\alpha \approx d(\beta - \beta_{ц}), \quad (7)$$

где

$$d = R/(R - R_{ц}).$$

Оценим количественно частоту Доплера f_d при следующих параметрах: $v = 200$ м/с, $\lambda = 5$ см, $\beta_{ц} = 1,5^\circ$, $\beta = 0^\circ$, $R = 20$ км, $R_{ц} = 10$ км, $\psi = 90^\circ$. Тогда $|f_d| = 105$ Гц. Ширина спектра ветровых отражений согласно работе [14] равна $\Delta f_{в} = 2\sigma_v/\lambda$, где $\sigma_v = 0,3$ м/с для лесистых покровов (холмов) при скорости ветра 20 м/с. Для $\lambda = 5$ см получим $\Delta f_{в} = 12$ Гц.

Отсюда видно, что значение частоты Доплера цели в методе ФРЛ при использовании переизлучения сосредоточенного отражателя может быть существенно больше типовых значений ширины спектра от-

ражений от Земли, благодаря чему возможно выделение полезного сигнала. Особенностью доплеровской селекции в ФРЛС является увеличение времени накопления сигнала до величины, значительно превышающей обычную для РЛС КО длительность пачки импульсов, и выбор величины времени накопления порядка долей секунд — единиц секунд. Применение режекции прямых отражений от фона приводит при неподвижном луче и механическом круговом вращении антенны к различным эффектам в частотной и временной области на выходе режекторного фильтра.

Анализ показывает, что при неподвижном луче и движении цели спектр полезного фонового сигнала изменяется по частоте в соответствии с формой теневой ЭПР, аналогично тому, как это происходит в просветной радиолокации [3]. При этом временная реализация сигнала не содержит характерных признаков для его обнаружения, оно должно проводиться на основе отличий формы спектров полезного и помехового фоновых сигналов. При неподвижных диаграммах направленности антенны измерение углового положения цели может проводиться моноимпульсным методом, т.е. осуществимо только при многоканальном построении ФРЛС.

При вращении антенны спектр на выходе режекторного фильтра при появлении цели в луче получает добавку спектральной плотности во всей полосе частот в виде спектральных лепестков, обусловленных формой теневой ЭПР. Временная реализация сигнала на выходе режекторного фильтра сжимается в узкую пачку случайных колебаний, временная задержка которой совпадает с задержкой азимута цели относительно положения луча на момент начала накопления сигнала. Таким образом, обнаружение и измерение азимута цели в ФРЛС КО целесообразно осуществлять во временной области на выходе режекторного фильтра при накоплении сигналов из стробируемого кольца дальностей фона.

Анализ зоны обнаружения ФРЛС. ФРЛС имеет свои особенности формирования зоны обнаружения по сравнению с классическими однопозиционными РЛС. Во-первых, как и в случае локации на просвет, форма и размер зоны обнаружения ФРЛС в вертикальной плоскости (т.е. вертикальной зоны) зависят от вертикального размера h теневой апертуры объекта, точнее — от формы и ширины $\Delta\varepsilon \approx \lambda/h$ главного лепестка теневой ЭПР цели в вертикальной плоскости. Во-вторых, форма и размер вертикальной зоны обнаружения зависят от принятого в ФРЛС метода обработки сигналов фона из стробов, расположенных на дальностях, превышающих дальности до цели. В случае, когда используются сигналы из одного строба, расположенного за целью

на дальности $R > R_{ц}$, форма вертикальной зоны аналогична форме этой зоны в случае бистатической ячейки обнаружения на просвет с базой, равной R . В другом случае алгоритм обработки сигналов фона и обнаружения цели может быть построен на основе обработки фоновых сигналов из многих (в пределах — всех) стробов, расположенных за целью. При такой обработке увеличивается потенциал ФРЛС за счет суммирования сигналов многих виртуальных передатчиков, а также изменяется вид вертикальной зоны за счет того, что сигналы цели, отвечающие разным стробам фона, соответствуют разным вертикальным углам дифракции и разным бистатическим дальностям. Это приводит к уменьшению провалов в топологической диаграмме отношения сигнал/шум в вертикальной зоне, имеющих место при одном стробе вследствие провалов в вертикальном сечении теневой ЭПР цели.

Ограничимся упрощенным (без учета интерференции) расчетом вертикальной зоны обнаружения для целей с прямоугольной тенью, имеющих размер $h \times l$, на основе вычисления отношения сигнал/шум по уравнению ФРЛ (4) при $\alpha = 0$. Пусть угломестная диаграмма направленности антенны ФРЛС существенно шире главного луча теневой ЭПР. Тогда можно пренебречь зависимостью параметров $G_{пр}$ и $G_{пер}$ от угла места. Остальные параметры ФРЛС полагаем близкими к параметрам типовой маловысотной РЛС КО: $N_{ш} = kT^{\circ}\alpha_{ш}L_{пот} \approx 1,5 \times 10^{-18}$ Вт/Гц ($L_{пот}$ — коэффициент потерь), $\tau_{и} = 3$ мкс, $G_{пер} = G_{пр} = 8000$, $\Delta\beta_3 = 2^{\circ}$, $P_{пер} = 10^3$ Вт, $\Delta f = 100$ Гц, $\lambda = 0,1$ м. Рассчитанные для этих данных распределения отношения сигнал/шум в вертикальной плоскости (x, z) при использовании одного строба дальности, для которого $R_{стр} = 30$ км, $\sigma_0 = 10^{-2}$ для целей класса “самолет” ($h \times l = 2 \times 13,5$ м²) и “крылатая ракета” ($h \times l = 0,5 \times 6$ м²) представлены на рис. 2. По оси z откладывается высота полета цели, а по оси x — проекция дальности до цели. Параметром кривых является отношение сигнал/шум q . Видно, что для цели типа “самолет” с большим вертикальным размером фюзеляжа вертикальная зона в интервале высот 0–1,5 км имеет много провалов, показанных на рисунке пунктиром и обусловленных нулями диаграммы направленности теневой ЭПР (5). Зона для цели типа “крылатая ракета” в том же интервале высот имеет один провал, высота точки появления которого в центре зоны составляет $\sim 1,5$ км.

Для случая использования всех стробов дальности при $R > R_{ц}$ был проведен упрощенный расчет зон обнаружения, когда эффект совместной обработки сигналов фона в стробах, расположенных за целью, заменялся вычислением суммарного по стробам отношения сигнал/шум

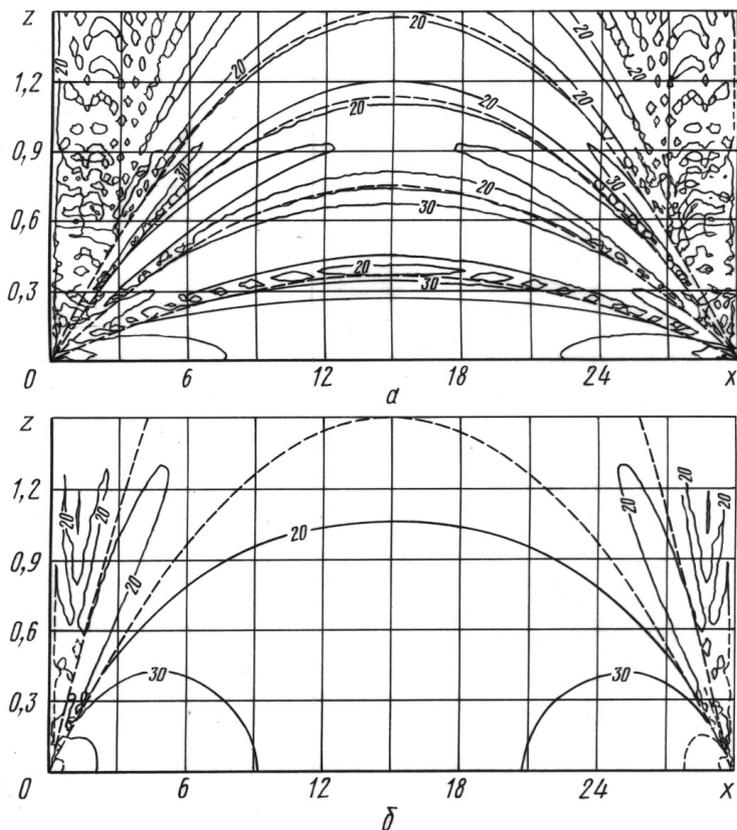


Рис. 2. Зона обнаружения воздушных объектов типа “самолет” (а) и “крылатая ракета” (б) в вертикальной плоскости

с использованием для каждого строба уравнения ФРЛ (4). Аналогичные зоны для тех же объектов, что и на рис. 2, представлены на рис. 3. Видно, что лепестковый характер зоны ФРЛС при этом действительно пропадает, происходит ее расширение, а потолок зоны увеличивается по мере приближения к точке стояния ФРЛС.

Измерение дальности, как и разрешение целей по дальности при одинаковом их азимуте, в ФРЛС КО представляет собой новую задачу. Возможный путь ее решения следующий. Весь интервал дальностей разбивается на N стробов, и в каждом стробе производится доплеровская обработка, идентичная описанной выше. Результаты обработки на выходах N режекторных фильтров во временной области, отнесенные к одному и тому же азимуту, выстраиваются в зависимость выходного эффекта (амплитуды, мощности, факта обнаружения) от номера строба $1 \leq n \leq N$ или дальности $R_n = n\sigma\tau_n/2$. При наличии единственной цели на данном азимуте на дальности $R_{ц}$ факт обнаружения будет иметь место в стробах с номерами $n > n_{ц}$, где $n_{ц} = [2R_{ц}/(\sigma\tau_n)]$ ($[x]$ — целая

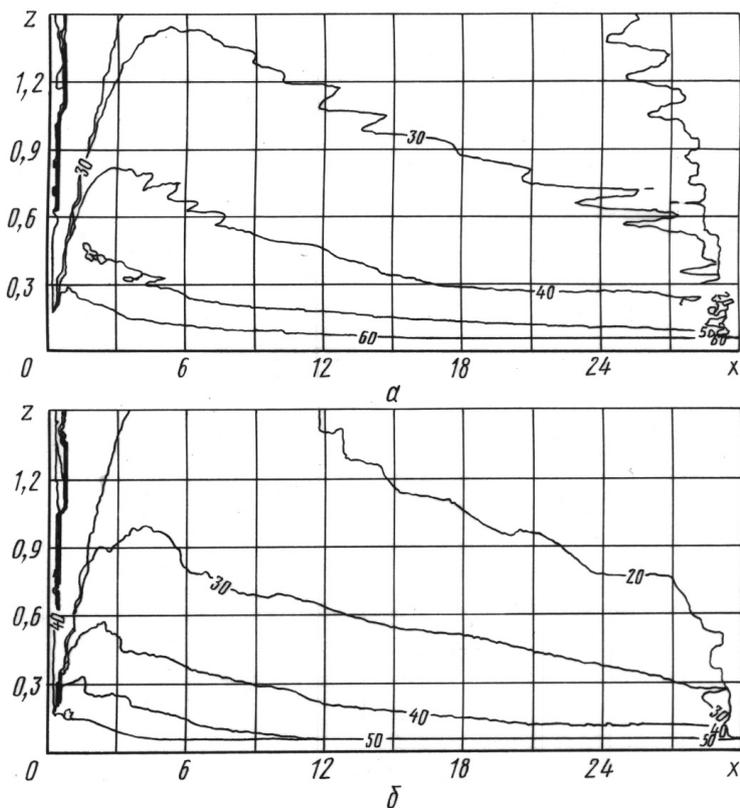


Рис. 3. Зона обнаружения воздушных объектов типа “самолет” (а) и “крылатая ракета” (б) при использовании всех стробов за целью

часть x), и будет отсутствовать при $n < n_{ц}$. Более точную процедуру измерения дальности можно построить на основе полного учета зависимости амплитуды или мощности сигнала от номера строба.

Вариант ФРЛС с круговым обзором по азимуту на ранних этапах применения метода ФРЛ [8–11] не был разработан. Позднее построение системы обработки сигналов для режима КО было предложено авторами настоящей работы. Поскольку данное построение допускает введение режима ФРЛ в традиционных РЛС КО, такой путь создания ФРЛС следует признать более оправданным по технико-экономическим показателям в сравнении с многоканальным по азимуту построением. Использование традиционной РЛС КО в качестве простейшего варианта построения ФРЛС предполагает оборудование РЛС КО специальным цифровым каналом ФРЛ.

Анализ отношения сигнал/помеха в линейном тракте ФРЛС. Рассмотрим случай одного сосредоточенного отражателя и диффузных отражений от земной поверхности. Предположим, что накопление полезного сигнала, поступающего с выхода фазового детектора, осуще-

ствляется полосовым фильтром с полосой пропускания ΔF_Φ и средней частотой, равной частоте Доплера сигнала цели ($f_\Phi = f_d$). Отношение сигнал/помеха на выходе фильтра имеет вид

$$q^2 = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{ш}}^2 + \sigma_{\text{пн}}^2}, \quad (8)$$

где σ_c^2 , $\sigma_{\text{ш}}^2$ и $\sigma_{\text{пн}}^2$ — мощности полезного сигнала, собственных шумов и пассивной помехи в полосе фильтра соответственно. При этом σ_c^2 определяется с учетом выражений (4), (7) и выражения (5) для теневой ЭПР при малых $\varepsilon \approx 0$. При расчете $\sigma_{\text{ш}}^2$ и $\sigma_{\text{пн}}^2$ предполагалось, что амплитудно-частотная характеристика фильтра и спектральная плотность пассивной помехи в зависимости от частоты описываются гауссовыми кривыми, а их эквивалентные полосы равны ΔF_Φ и $\Delta F_{\text{пн}}$. Тогда можно получить

$$\sigma_{\text{ш}}^2 = kT^\circ \alpha_{\text{ш}} \Delta F_\Phi, \quad \sigma_{\text{пн}}^2 = \frac{P_{\text{пн}} \Delta F_\Phi}{\sqrt{\Delta F_\Phi^2 + \Delta F_{\text{пн}}^2}} \exp\left(-\frac{\pi f_\Phi^2}{\Delta F_\Phi^2 + \Delta F_{\text{пн}}^2}\right), \quad (9)$$

где

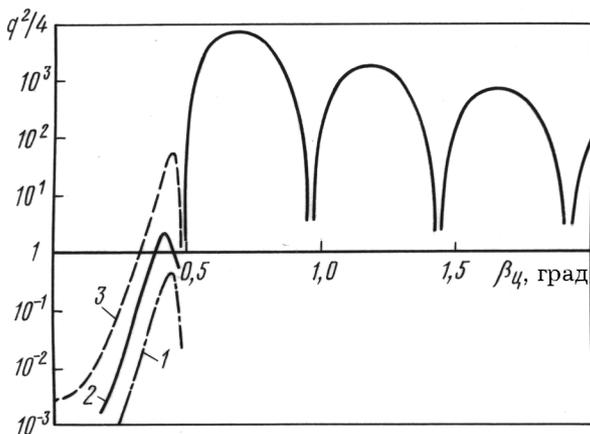
$$P_{\text{пн}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \sigma_0 \delta R}{(4\pi)^3 R^3} \int g_{\text{пер}}(\beta) g_{\text{пр}}(\beta) d\beta. \quad (10)$$

Численные расчеты отношения сигнал/помеха q^2 по приведенной методике проводились для аппроксимаций диаграмм направленности антенн вида

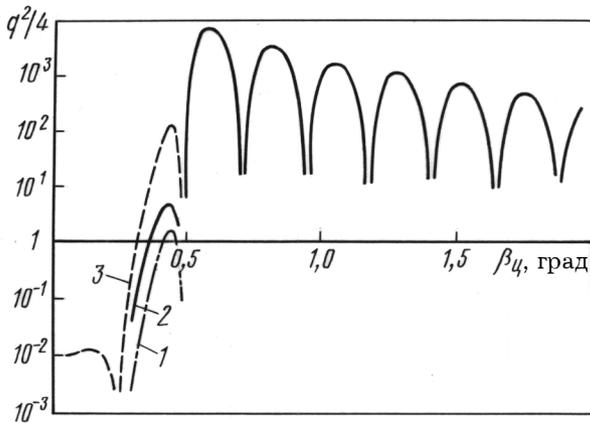
$$g_{\text{пер}}(\beta) = \text{sinc}\left(\frac{0,88\beta}{\Delta\beta_{\text{пер}}}\right), \quad g_{\text{пр}}(\beta) = \text{sinc}\left(\frac{0,88}{\Delta\beta_{\text{пр}}}\right),$$

где $\Delta\beta_{\text{пер}}$, $\Delta\beta_{\text{пр}}$ — эффективная ширина лучей диаграммы направленности передающей и приемной антенн соответственно. Принятые для расчетов числовые данные следующие: $P_{\text{пер}} = 1$ кВт, $T_0 = 300^\circ$, $\alpha_{\text{ш}} = 4$, $\Delta F_\Phi = \Delta F_{\text{пн}} = 10$ Гц, $G_{\text{пер}} = G_{\text{пр}} = 2,5 \cdot 10^3$, $\lambda = 0,1$ м, $\sigma_{\text{отр}} = 3 \cdot 10^4$ м², $R = 30$ км, $R = 15$ км, $v = 200$ м/с, $\psi = 90^\circ$, $\delta R = 300$ м, $l = 6$ м или $l = 12$ м, $h = 0,5$ м. Удельная ЭПР земной поверхности варьировалась.

Результаты расчета представлены на рис. 4 в виде графиков зависимостей отношения сигнал/помеха q^2 от азимута цели. При этом частота настройки фильтра f_Φ полагалась равной частоте Доплера сигнала цели при текущем значении азимута цели $\beta_{\text{ц}}$. Видно, что когда цель пролетает вблизи линии базы, происходит маскирование сигнала отражениями от поверхности. С увеличением азимута цели отношение сигнал/помеха q^2 возрастает. Графики зависимости $q^2(\beta_{\text{ц}})$ носят лепестко-



a



b

Рис. 4. Зависимость отношения сигнал/помеха от азимута цели в луче при $\Delta\beta_{\text{пр}} = 4^\circ$, $\Delta\beta_{\text{пер}} = 2^\circ$, $\beta_{\text{пр}} = 0^\circ$ для $l = 6$ м (a) и $l = 12$ м (б), $\sigma_0 = 10^{-1}$ (1), 10^{-2} (2), 10^{-3} (3)

вый характер, обусловленный зависимостью (5). Приведенные результаты свидетельствуют о том, что даже при учете действия отражений в предлагаемом методе возможно получение высокого отношения сигнал/помеха (до $10^3 \dots 10^4$) в моменты времени, соответствующие пространственной и частотной отстройке цели от линии визирования отражателя, в данном случае при $\beta_{\text{ц}} \geq 0,5 \dots 1^\circ$, когда частота Доплера сигнала цели достаточно велика по сравнению с шириной спектра отражений от поверхности.

Теоретический анализ случая диффузного переизлучения поверхности связан с большими методическими и вычислительными трудностями. Поэтому далее проводится анализ методом имитационного моделирования.

Пример имитационного моделирования ФРЛС. Основными задачами имитационного моделирования ФРЛС при работе на фоне диффузной земной поверхности являлись: 1) исследование обнаружения воздушных объектов методом ФРЛ в режиме остановленного луча; 2) определение принципиальной возможности обнаружения воздушных объектов методом ФРЛ при непрерывном сканировании луча.

Рассматривались два типа воздушных объектов: тип “самолет” (с площадью тени 28 м^2 и длиной 14 м) и тип “крылатая ракета” (с площадью тени 3 м^2 и длиной 6 м).

Комплексные амплитуды теневых сигналов в функции времени моделировались по методике, приведенной в работе [3], при аппроксимации теневого силуэта набором трапеций. Сигналы фона стробировались на дальности 30 км от ФРЛС, а воздушный объект пролетал на дальности 15 км со скоростью $v = 200 \text{ м/с}$ и курсовым углом $\psi = 90^\circ$ к оси x (см. рис. 1). Высота полета — 100 м , высота фазового центра антенны 30 м , высота стробируемого кольца дальности на поверхности — 20 м над средним уровнем поверхности Земли. Для сокращения времени моделирования воспроизводился кольцевой строб в ограниченном азимутальном секторе $\pm 20^\circ$. Внутри строба шириной 450 м ($\tau_n = 3 \text{ мкс}$) моделировалось 100 элементарных отражателей в режиме остановленного луча антенны и 500 отражателей — в режиме кругового обзора. Удельная ЭПР поверхности σ_0 варьировалась. При ветровых возмущениях моделировались независимые флюктуации сигнала каждого отражателя с гауссовским спектром мощности шириной 10 Гц . В качестве ФРЛС использовалась условная маловысотная РЛС КО, характеризующаяся следующими параметрами: средняя мощность передатчика — 1 кВт ; коэффициент усиления антенны на прием и передачу — 8000 ; диаграмма направленности антенны вида $\sin x/x$ с шириной луча по уровню -3 дБ , равной 2° ; спектральная плотность шумов, приведенных к выходу антенны, $1,5 \cdot 10^{-18} \text{ Вт/Гц}$ с учетом всех видов потерь; период кругового обзора — 10 с . Шаг Δt работы модели по времени выбран равным 4 мс , что обеспечивает при комплексном сигнале однозначный отсчет частот в диапазоне $0 \dots 250 \text{ Гц}$.

Режим остановленного луча. Результаты моделирования представлены на рис. 5. Для каждого рисунка (*а*, *б*, *в*) приведено четыре эпюры реализаций на выходах последовательных этапов обработки сигнала. На верхней эпюре — эпюре 1 представлена одна квадратурная компонента сигнала ФРЛ на временном интервале $T_n = 4 \text{ с}$, взвешенная по Хеннингу [15]. На эпюре 2 приведен модуль быстрого преобразования Фурье (БПФ) на частотном интервале $0 \dots 250 \text{ Гц}$ от реализации

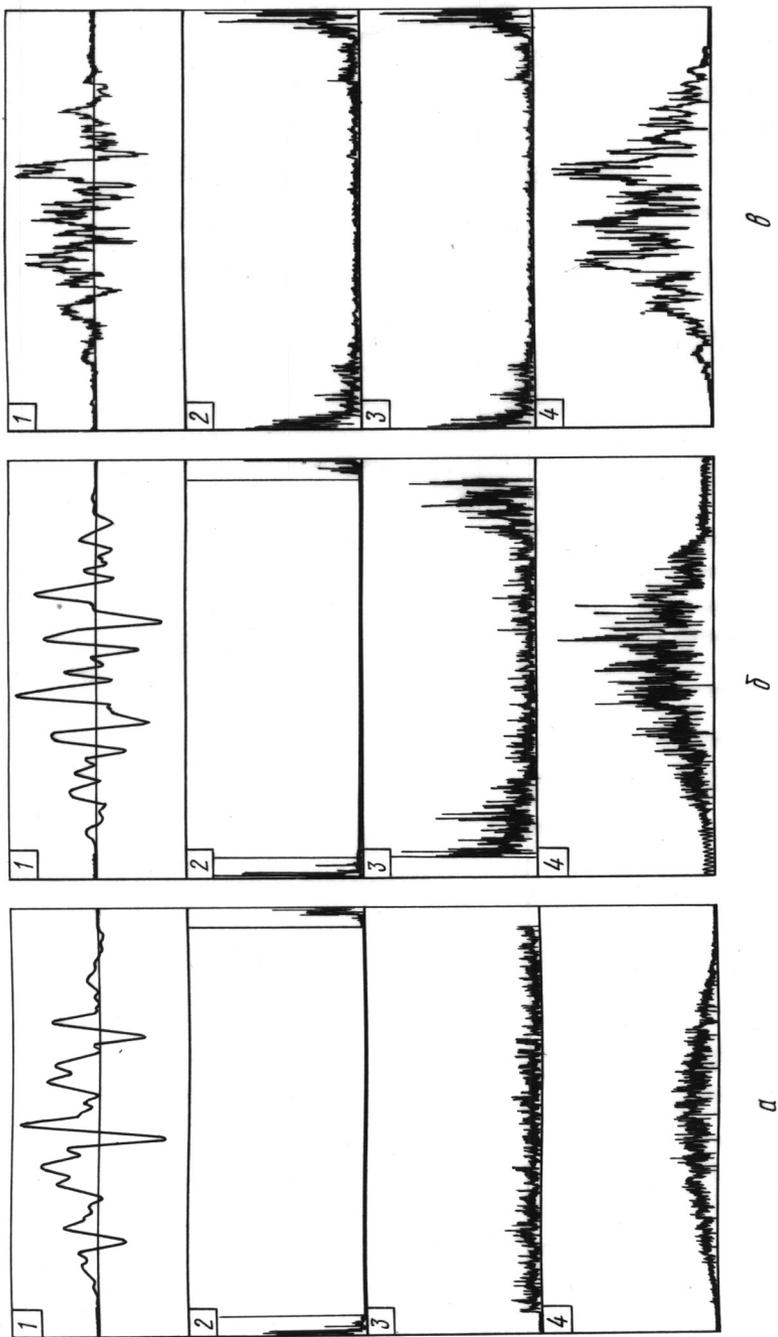


Рис. 5. Пример результатов моделирования ФРЛС в режиме остановленного луча при $\sigma_0 = 0,25 \cdot 10^{-3}$, $f_{\text{рф}} = 12$ Гц, $T_n = 4$ с, $v/l = 13 \dots 14$ Гц:

а — случай отсутствия воздушного объекта и наличия ветровых возмущений; *б* — случай наличия воздушного объекта типа "самолет" и ветровых возмущений; *в* — случай наличия воздушного объекта типа "самолет" и отсутствия ветровых возмущений

комплексной амплитуды входного сигнала. Вертикальными прямыми показаны границы областей прямоугольной амплитудно-частотной характеристики режекторного фильтра, в котором частотные компоненты полученного спектра в интервалах $[0; f_{рф}]$ и $[F_k - f_{рф}; F_k]$, соответствующих спектру помехи, обнуляются, а компоненты в интервале $[f_{рф}; F_k - f_{рф}]$ пропускаются с единичным коэффициентом передачи; здесь $F_k = 1/\Delta t = 250$ Гц — частота квантования. На эюре 3 приведен в увеличенном масштабе модуль спектра процесса на выходе режекторного фильтра, практически не содержащий спектральных компонент помехи фона. На эюре 4 представлена временная реализация амплитуды режектированного процесса на интервале времени $T_n = 4$ с, восстановленного с помощью обратного БПФ из комплексного спектра на выходе режекторного фильтра. Число точек БПФ (обратного БПФ) равно 1024, а разрешение спектрального анализа — 0,25 Гц.

Рис. 5, а соответствует случаю отсутствия цели и наличия ветровых возмущений при удельной ЭПР поверхности $\sigma_0 = 0,25 \cdot 10^{-3}$. Аподизированная форма временных реализаций является следствием взвешивания входных данных. Видно, что после режекции интенсивных компонент спектра фона на низких частотах при $f_{рф} = 12$ Гц спектр на выходе режекторного фильтра в среднем равномерен и обусловлен собственными шумами. Рис. 5, б соответствует случаю наличия воздушного объекта типа “самолет”, приводящего к появлению ярко выраженной неравномерности в спектре на выходе режекторного фильтра. Выходной спектр и временная реализация показаны в том же масштабе, что на рис. 5, а, и свидетельствуют об абсолютном увеличении интенсивности. Однако, поскольку интенсивность выходной реализации не является надежным информативным признаком, целесообразно для обнаружения использовать спектральные признаки, а именно неравномерность спектра. Отметим, что входные квадратурные компоненты при наличии ветровых возмущений в режиме остановленного луча обусловлены, в основном, сигналами фона, поскольку полезный сигнал и собственные шумы имеют интенсивность на несколько порядков меньшую.

Рис. 5, в соответствует случаю отсутствия ветровых возмущений. При этом сигнал фона постоянен во времени, и процесс на эюре 1 соответствует флюктуациям полезного сигнала в увеличенном масштабе по вертикали. Поскольку режекторный фильтр при этом не применялся, на эюрах 2 и 3 представлены идентичные модули спектра полезного сигнала, а на эюре 4 — модуль комплексной амплитуды выходного процесса. Видно, что эюры спектра имеют явно выра-

женный лепестковый характер, отвечающий теоретической модели [3], причем положение первого нуля спектра по частоте 13–14 Гц примерно соответствует теоретической оценке v/l [3]. Сравнение со случаем наличия ветровых возмущений при той же величине σ_0 свидетельствует о более надежном обнаружении объектов при стационарной подстилающей поверхности. В целом, результаты моделирования подтверждают возможность обнаружения движущихся воздушных объектов на фоне отражений от диффузной поверхности в режиме остановленного луча.

Режим кругового обзора. Результаты моделирования представлены на рис. 6 в виде эюр того же содержания, что и ранее.

Рис. 6, *а* соответствует случаю отсутствия воздушных объектов. Поскольку моделировались отражатели только в кольцевом секторе $\pm 20^\circ$, входная реализация фона имеет длительность $\sim 1,1$ с. Несмотря на отсутствие ветровых возмущений, сигнал фона изменяется во времени, что вызвано модуляцией за счет вращающейся диаграммы направленности антенны. После режекции с граничной частотой $f_{рф} = 26,8$ Гц наблюдается равномерный в среднем спектр шумов и взвешенная выходная реализация амплитуды шума.

Рис. 6, *б* соответствует случаю наличия воздушного объекта типа “самолет” и отсутствия собственных шумов. Реализация спектра фона на эюре 1 практически такая же, что и на рис. 6, *а*, но содержит также полезный сигнал, уровень которого на много порядков ниже. Обработка в режекторном фильтре позволила подавить спектр фона (эюра 2), выделив полезные компоненты спектра (эюра 3), и восстановить с помощью обратного БПФ временную реализацию полезного сигнала (одна квадратура показана на эюре 4). Вследствие того, что в момент “встречи” луча диаграммы направленности антенны с воздушным объектом последний занимает различные положения относительно разных баз РЛС–отражатели, в состав полезного спектра входят различные доплеровские частоты. Интенсивность спектральных компонент определяется уровнем теневой ЭПР воздушного объекта в направлении на данный отражатель, а частота — взаимным расположением воздушного объекта, локальной базы РЛС–отражатель и вектором скорости воздушного объекта по отношению к этой базе.

Рис. 6, *в* соответствует случаю наличия цели и собственных шумов. На этом рисунке заметен эффект, который можно назвать фоновой пеленгацией воздушного объекта. Видно, что положение сигнального отклика на оси времени (на эюре 4) соответствует измененному от рис. 6, *б* к рис. 9, *в* угловому положению воздушного объекта. Сопоставление результатов моделирования в случаях отсутствия и наличия

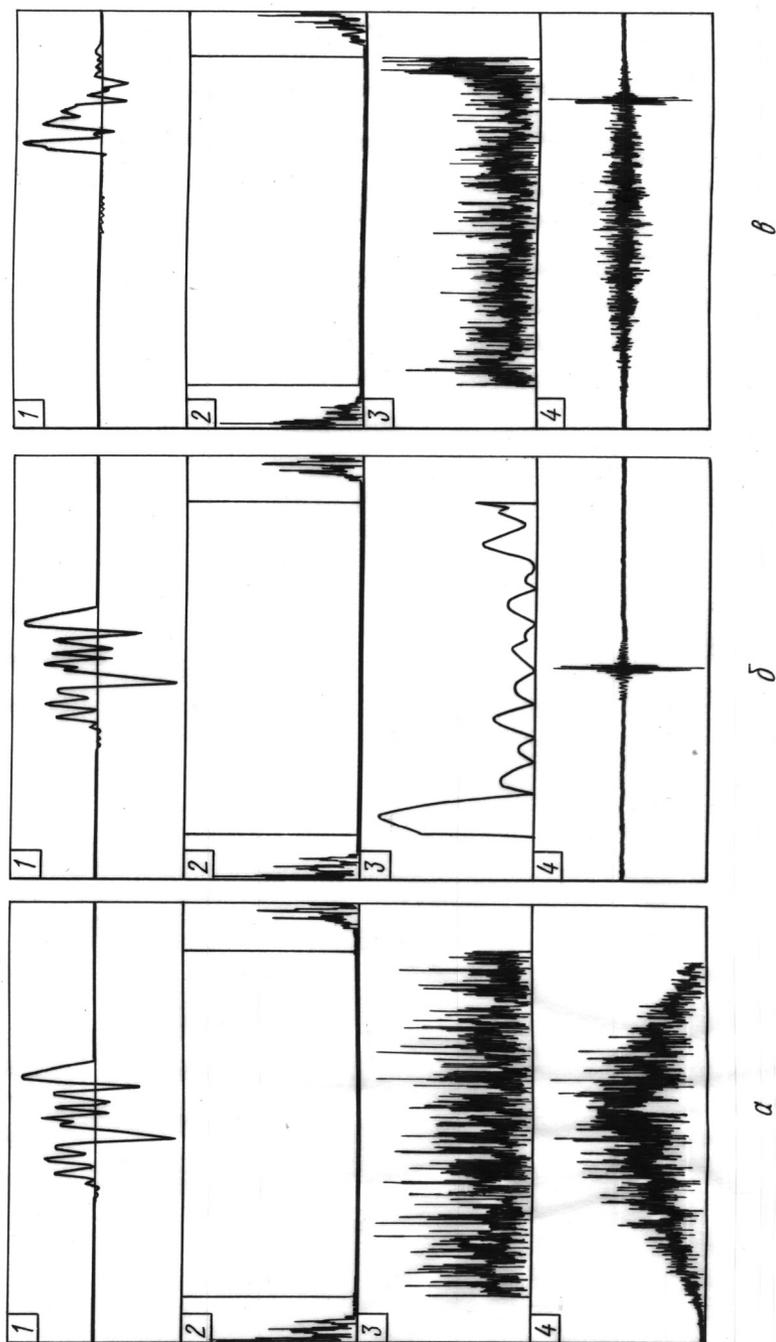


Рис. 6. Пример результатов моделирования ФРЕС в режиме кругового обзора при $\sigma_0 = 0,25 \cdot 10^{-3}$, $f_{\text{рф}} = 24 \text{ Гц}$, $T_{\text{н}} = 4 \text{ с}$, $v/l = 13 \dots 14 \text{ Гц}$:

а — случай отсутствия воздушного объекта и ветровых возмущений; *б* — случай наличия воздушного объекта типа “самолет” и отсутствия ветровых возмущений; *в* — случай наличия воздушного объекта типа “самолет”, отсутствия ветровых возмущений и наличия собственных шумов

ветра показало близость полезных эффектов в обоих случаях и возможность обнаружения воздушных объектов типов “самолет” и “крылатая ракета” при $\sigma_0 \geq 2,5 \cdot (10^{-3} \dots 10^{-4})$ для заданных условий моделирования и ширины спектра ветровых флуктуаций, отвечающих малым скоростям ветра.

На данной модели изучалось также влияние ограничения сигналов отражений в приемном тракте на возможность выделения полезных фоновых сигналов. Показана важность правильного выбора линейного динамического диапазона приемника ФРЛС. Требования к динамическому диапазону в данном случае определяются не отношением минимального полезного сигнала (или собственного шума) к максимальному суммарному сигналу с учетом отражений, а только динамическим диапазоном самих отражений от фона. При этом полезный сигнал проходит приемный тракт в сумме с сигналами фона и, будучи по уровню существенно меньше последних, не влияет на выбор динамического диапазона приемного устройства. Наличие мощных отражений от местных предметов при малом динамическом диапазоне приемного тракта приводит к интенсивному засорению доплеровского диапазона. При достаточной величине линейного диапазона приемника, превосходящей интенсивность отражений от местных предметов, обнаружение полезных фоновых сигналов сохраняется, а местные предметы эффективно режектируются.

Заключение. В основе метода ФРЛ лежит использование однопозиционной РЛС и вынесенных отражателей естественного происхождения, а также диффузно переизлучающих земных покровов в качестве вторичных излучателей электромагнитных волн, находящихся в строгах дальности за обнаруживаемой целью. Такой метод позволяет реализовать режим обнаружения на просвет в однопозиционной РЛС в круговой зоне по азимуту. Метод имеет характеристики, не зависящие от мер противорадиолокационной маскировки целей, и свободен от присущего бистатическим просветным РЛС недостатка, заключающегося в узости барьерной зоны обнаружения.

На основе полученного уравнения ФРЛ оценена зона обнаружения фоновой РЛС в вертикальной плоскости. Как и при радиолокации на просвет, эта зона зависит от формы и ширины главного лепестка теневой ЭПР цели в вертикальной плоскости, и, следовательно, от вертикального размера теневой апертуры объекта. Анализ отношения сигнал/помеха при обнаружении в ФРЛС за счет отражений от сосредоточенного местного предмета и действия помехи от земной поверхности показал, что уровень сигнала превышает уровень помехи на частотах

отстройки от пассивной помехи на 30...40 дБ, в зависимости от условий наблюдения и исходных параметров РЛС.

Наиболее простой представляется реализация метода ФРЛ при механическом вращении антенны, широко используемом в настоящее время в традиционных РЛС кругового обзора. При реализации метода ФРЛ в маловысотных РЛС КО возможно использование специального канала доплеровской цифровой обработки фоновых сигналов в стробах дальности. Ввиду отсутствия в методе ФРЛ прямого измерения дальности до цели для косвенного измерения дальности данная обработка должна производиться во всех стробах дистанции от РЛС до радиогоризонта, а дальность до цели должна измеряться по наличию полезного эффекта на дальностях, больших $R_{ц}$, и его отсутствию на дальностях, меньших $R_{ц}$.

На основе имитационного моделирования работы ФРЛС при использовании диффузных отражений от земной поверхности в режиме остановленного луча антенны ФРЛС подтверждена возможность обнаружения цели на основе спектральных отличий. Получено, что оценка спектра полезного сигнала имеет лепестковый характер, определяемый зависимостью теневой ЭПР объекта от горизонтального угла дифракции. Для параметров типовой маловысотной РЛС подтверждена принципиальная возможность обнаружения низколетящих воздушных объектов методом ФРЛ в режиме непрерывного кругового обзора при отражениях от неподвижной и флюктуирующей под действием ветра случайной поверхности при малых ветровых возмущениях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993.
2. Glaser J. I. Bistatic RCS of complex objects near forward scatter // IEEE Trans. – 1985. – V. AES-21. – P. 70–78.
3. Чапурский В. В. Расчет спектров обращенных голограмм и ЭПР сложных объектов при рассеянии “вперед” // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1989. – Т. 32. – № 7. – С. 75–77.
4. Выхман А. В. Multistatic forward scattering radar // PIERS Workshop on Advances in Radar methods (Italy, Baveno, July 1998). – P. 107–113.
5. Бляхман А. Б., Рунова И. А. Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружение объектов при радиолокации на просвет // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 6. – № 4. – С. 424–432.
6. Вопросы перспективной радиолокации / Под ред. А.В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2003. – (Гл. 7).
7. Видимо невидимое // Поиск. – 1994. – 25–31 марта.
8. Закономерность проявления подвижности объекта и развитие методов обнаружения, контроля и измерения: Сб. трудов. – Вып. 1. – М.: ИПУ РАН, 1993.

9. А н у а ш в и л и А. Н. Новый принцип получения изображения подвижного объекта // Закономерность проявления подвижности объекта и развитие методов обнаружения, контроля и измерения: Сб. трудов. – Вып. 1. – М.: ИПУ РАН, 1993. – С. 11–24.
10. А н у а ш в и л и А. Н., В а й с Л. И., М а н д р у с о в В. И. Временная фоновая голография движущихся объектов // Там же. – С. 70–78.
11. А х о б а д з е Г. Н. Разработка радиоизмерительной установки для исследования подвижных объектов // Там же. – С. 79–84.
12. П а т е н т № 2240894 (Англия). Метод обнаружения малозаметных самолетов / Р. Хауи [в пер. на рус. яз.] // New Scientist. – 26/X 1991. – V. 132. – № 1792. – P. 28.
13. Ч а п у р с к и й В. В. Спектральные характеристики рассеяния на случайной нестационарной поверхности при наличии движущегося затенения // Докл. научно-техн. конф. ЦНИИРЭС (12–13 сентября 1996 г.) “Прогрессивные направления развития радиоэлектронных информационных комплексов и систем”. Ч. 1. – М.: ЦНИИРЭС, 1997. – С. 192–200.
14. С п р а в о ч н и к по радиолокации. Т. 1 / Под ред. М. Сколника. – М.: Сов. радио, 1976.
15. Р а б и н е р Л., Г о у л д Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978.

Статья поступила в редакцию 17.05.2004

Алымов Феликс Сергеевич родился в 1936 г., окончил Московский авиационный институт в 1961 г. Канд. техн. наук, старший научный сотрудник. В течение длительного времени работал в ОАО “Центральный НИИ радиоэлектронных систем” (ЦНИИРЭС), в настоящее время — старший научный сотрудник НПФ “Лантан”. Автор около 30 научных работ и изобретений в области радиолокационных систем.



Алымов Феликс Сергеевич родился в 1936 г., окончил Московский авиационный институт в 1961 г. Канд. техн. наук, старший научный сотрудник. В течение длительного времени работал в ОАО “Центральный НИИ радиоэлектронных систем” (ЦНИИРЭС), в настоящее время — старший научный сотрудник НПФ “Лантан”. Автор около 30 научных работ и изобретений в области радиолокационных систем.

Разевиг Владимир Всеволодович родился в 1969 г., Окончил Московский энергетический институт в 1992 г. С 2001 г. работает в должности научного сотрудника НИИПММ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Имеет 11 научных работ в области радиолокации.



Разевиг Владимир Всеволодович родился в 1969 г., Окончил Московский энергетический институт в 1992 г. С 2001 г. работает в должности научного сотрудника НИИПММ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Имеет 11 научных работ в области радиолокации.



Саблин Вячеслав Николаевич родился в 1944 г., окончил Харьковское высшее военное инженерное училище в 1968 г. Д-р техн. наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, лауреат Государственной премии и премии правительства РФ, Генеральный директор–научный руководитель ОАО “Центральный НИИ радиоэлектронных систем” (ЦНИИРЭС). Автор более 100 научных работ и изобретений в области радиоэлектронных систем.

Саблин Вячеслав Николаевич родился в 1944 г., окончил Харьковское высшее военное инженерное училище в 1968 г. Д-р техн. наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, лауреат Государственной премии и премии правительства РФ, Генеральный директор–научный руководитель ОАО “Центральный НИИ радиоэлектронных систем” (ЦНИИРЭС). Автор более 100 научных работ и изобретений в области радиоэлектронных систем.



Чапурский Валерий Викторович родился в 1942 г., окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института в 1965 г. Д-р техн. наук, старший научный сотрудник. В настоящее время — главный научный сотрудник НИИПММ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 80 научных публикаций и изобретений в области радиолокации и радиоэлектронных систем.

Чапурский Валерий Викторович родился в 1942 г., окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института в 1965 г. Д-р техн. наук, старший научный сотрудник. В настоящее время — главным научный сотрудник НИИПММ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 80 научных публикаций и изобретений в области радиолокации и радиоэлектронных систем.

ЖУРНАЛ “ВЕСТНИК МОСКОВСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА имени Н.Э. БАУМАНА”

Журнал издается в трех сериях: “Приборостроение”, “Машиностроение”, “Естественные науки” — с периодичностью 12 номеров в год.

Подписка по каталогу “Газеты, журналы” агентства “Роспечать”

| Индекс | Наименование серии | Объем выпуска | Подписная цена (руб.) | |
|--------|----------------------|---------------|-----------------------|--------|
| | | Полугодие | 3 мес. | 6 мес. |
| 72781 | “Машиностроение” | 2 | 150 | 300 |
| 72783 | “Приборостроение” | 2 | 150 | 300 |
| 79982 | “Естественные науки” | 2 | 150 | 300 |

Адрес редакции журнала “Вестник МГТУ имени Н.Э. Баумана”: 105005, Москва, ул. 2-я Бауманская, д. 5.

Тел.: (095) 263-62-60; 263-60-45.

Факс: (095) 265-42-98; 263-67-07.

E-mail: press@bmstu.ru