

УДК 621.396.91

ОБНАРУЖЕНИЕ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, НЕ РАБОТАЮЩИХ НА ИЗЛУЧЕНИЕ

Д. В. Дятлов, Н. Р. Халимов, В. П. Сидорчук

**Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)**

Статья получена 9 января 2014 г.

Аннотация. Материал статьи посвящён проблеме обнаружения зенитных ракетных комплексов, находящихся в режиме радиомолчания, т.е. не работающих на излучение. Рассмотрена возможность обнаружения фазированных антенных решёток радиолокационных станций зенитных ракетных комплексов по их отклику на зондирующий сигнал бортовой радиолокационной станции ударного авиационного комплекса. Показано, что при применении зондирующего сигнала специальной формы возможно обнаружение радиолокационной станции зенитного ракетного комплекса на фоне подстилающей поверхности в определённом диапазоне углов.

Ключевые слова: зенитный ракетный комплекс, радиолокационная станция, обнаружение, радиомолчание, фазированная антенная решётка.

Abstract. Material of this article is devoted to the problem of detection an anti-aircraft rocket complex, worked at radio silence regime. A possibility of radar phase aerial latitude detection in accordance with reflected radar signal is considered. The possibility of anti-aircraft rocket complex detection against the earth background noise is found.

Keywords: antiaircraft missile system, radar, detection, the radio silence, phased antenna array.

Одно из наиболее развитых направлений решения задачи автоматизированного поиска и распознавания зенитных ракетных комплексов основано на фиксации излучения радиолокационных станций (РЛС) [1]. Так в США уже в

середине 50-х годов были разработаны авиационные противорадиолокационные ракеты (ПРР) типа "Шрайк", «Стандарт». Идея создания этого авиационного оружия основывалась на использовании информационных свойств излучающих средств на объектах противовоздушной обороны (ПВО).

К настоящему времени накоплен большой опыт боевого применения ПРР в локальных конфликтах, что значительно повлияло на тактику боя авиации с группировками зенитных ракетных войск [2].

Однако противорадиолокационным ракетам всё же присущи некоторые существенные недостатки. Как показал опыт использования ПРР «Харм» в операции «Решительная сила», ее основным недостатком являлась потеря цели в случае, если выключался активный режим работы РЛС. Имели место случаи, когда ракеты значительно отклонялись от направления на выбранную цель и залетали в сопредельные с Югославией страны.

В настоящее время разработан целый ряд таких мероприятий, например:

- применение ЗРК из засад с включением РЛС на излучение только в момент пуска и наведения ракет – на дальностях, исключающих возможное противодействие;
- передислокация ЗРК незамедлительно после боевого применения;
- работа в режиме «ведущий–ведомый» при сопряжении с другими источниками радиолокационной информации и т.д.

Таким образом, основным условием обнаружения ЗРК при помощи данного метода является работа радиолокационной станции ЗРК на излучение. Отсутствие регистрации излучения не позволяет выполнить обнаружение ЗРК, что является основным недостатком данного метода. Применение противником мер противодействия, нацеленных на этот недостаток, значительно снижает эффективность применения данного метода обнаружения.

Методы активной радиолокации теоритически позволяют производить обнаружение любых объектов на фоне подстилающей поверхности. Для эффективного применения активной радиолокации для обнаружения выключенных РЛС ЗРК на фоне земной поверхности необходимо выделить информационный

признак в отражённом сигнале или применять зондирующие сигналы специальной формы. Поиск радиолокационных станций ЗРК с использованием радиолокационных методов должен осуществляться на основе анализа заметности РЛС на фоне природных и антропогенных образований, контрастности конструктивных компонент ЗРК.

Значительной величиной эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) обладают лишь антенные системы РЛС. Причем наибольшей ЭПР обладают фазированные антенные решётки (ФАР).

Анализ состава современных и перспективных ЗРК показывает, что антенные системы ЗРК строятся по принципу универсальных ФАР, применяемых как для решения задач обнаружения и сопровождения цели, так и для подсвета целей [3]. Уничтожение ФАР приводит к потере работоспособности всего комплекса в целом. В качестве перспективы развития ЗРК планируется разнесение приёмной и передающей ФАР, но даже при этом ЗРК лишается практически всех возможностей.

ФАР как объект радиолокационного зондирования имеет специфические отражающие характеристики – узкая диаграмма обратного рассеяния (ДОР) со значительной величиной максимальной ЭПР, превышающей уровень ЭПР подстилающей поверхности. Сложность маскировки антенной системы в диапазоне радиоволн, применяемых в радиолокации, обусловлена влиянием средств маскировки на тактико-технические характеристики (ТТХ) функционирующих антенных систем.

Данные факторы позволяют предположить целесообразность применения указанного метода для обнаружения ЗРК, находящихся в режиме радиомолчания (с неизлучающими антенными системами).

Основной характеристикой, позволяющей оценить систему обнаружения, является дальность обнаружения. Дальность обнаружения наземной цели, в том числе и элементов ЗРК может быть вычислена по известной формуле [4]:

$$D_o = \sqrt[4]{\frac{P_u G_0^2 \lambda^2 \sigma}{64\pi^3 P_{np \min} qK}}, \quad (1)$$

где P_u - импульсная мощность передатчика бортовой РЛС; G_0 - коэффициент усиления антенны; λ - длина волны; σ - ЭПР цели; $P_{np \min}$ - чувствительность приемника; q - параметр обнаружения; K - результирующий коэффициент потерь.

Результаты расчета дальности обнаружения D_o , выполненные с использованием характеристик из таблицы 1, приведены в виде кривой 1 на рисунке 1.

Таблица 1 – Характеристики РЛС для расчёта дальности обнаружения [5]

№ п/п	Название параметра	Значение
1	Импульсная мощность передатчика бортовой РЛС	45 кВт
2	Коэффициент усиления антенны	20000
3	Длина волны	0,03 м
4	Чувствительность приемника	0.3×10^{-6} Вт

Кривая 2 отражает зависимость дальности обнаружения при повышении импульсной мощности передатчика бортовой РЛС до величины 100 кВт.

Из графиков (рисунок 1) видно, что радиолокационное обнаружение наземной цели на дальностях, превышающих дальность визуального обнаружения (свыше 8 км) обеспечивается при уровне ЭПР объекта порядка десятков квадратных метров.

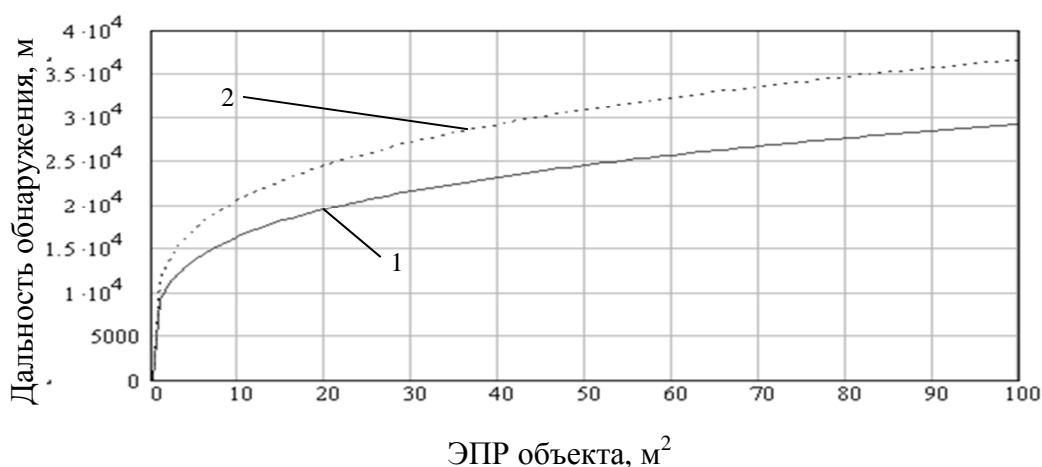


Рисунок 1 – Зависимость дальности обнаружения цели от ЭПР объекта

Результаты расчёта зависимости дальности обнаружения D_o от величины импульсной мощности передатчика при различной величине ЭПР цели σ (кривая 1 – $\sigma = 100 \text{ м}^2$, кривая 2 – $\sigma = 30 \text{ м}^2$) приведены на рисунке 2.

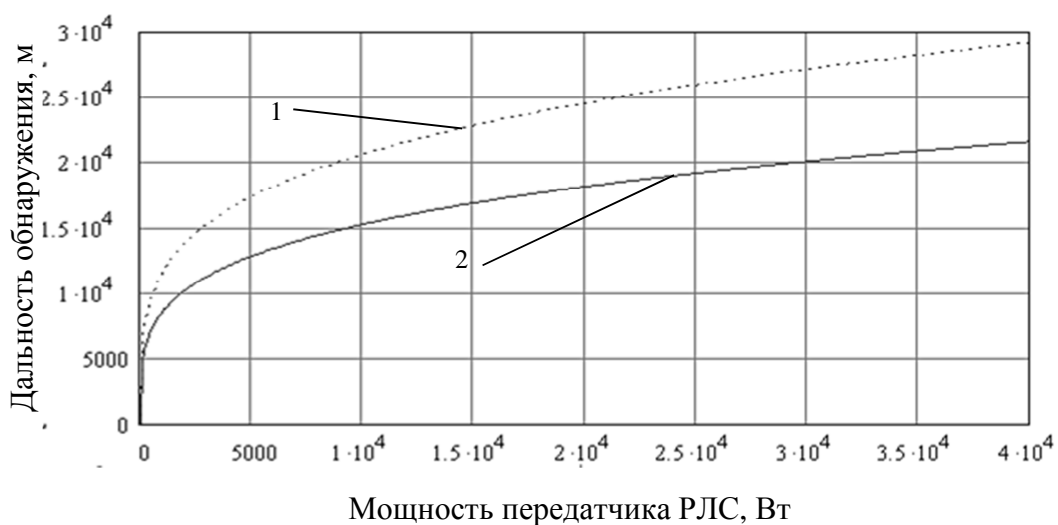


Рисунок 2 – График зависимости дальности обнаружения цели от мощности передатчика РЛС (кривая 1 – $\sigma = 100 \text{ м}^2$, кривая 2 – $\sigma = 30 \text{ м}^2$)

Как показывает анализ графиков (рисунок 2), радиолокационное обнаружение наземной цели на дальностях, превышающих дальность визуального обнаружения (свыше 8 км) обеспечивается при импульсной мощности передатчика в десятки киловатт. Увеличение ЭПР приводит к значительному росту дальности обнаружения при том же уровне мощности передатчика.

Таким образом, как показывают результаты расчетов, радиолокационный метод обнаружения позволяет решить задачу обнаружения ЗРК на значительном удалении от него.

Антенные устройства ЗРК предназначены для обеспечения направленного излучения и приема электромагнитных колебаний. По конструктивным признакам и по принципу действия антенны могут быть разделены на следующие классы [6]:

- резонансные антенны (вибраторные, щелевые и микрополосковые);
- антенны бегущей (поверхностной) волны (многовибраторные, спиральные, диэлектрические стержневые и др.);

– апертурные антенны (волноводно-рупорные, зеркальные и линзовые); фазированные антенные решетки – ФАР.

ФАР – система излучателей (элементов), в которой перемещение диаграммы направленности (ДН) производится электрическим способом путём введения переменных фазовых сдвигов между сигналами, излучаемыми или принимаемыми отдельными элементами.

В радиолокационных станциях ЗРК большой и средней дальности наибольшее применение нашли ФАР, поэтому обнаружение и распознавание ЗРК может осуществляться путем обнаружения ФАР заданного типа как характерного признака.

ФАР состоит из совокупности излучателей, связанных между собой общей волноводной системой, обеспечивающей работу с одним передатчиком (приемником). При решении задач отражения волны от ФАР возможно рассматривать ФАР как группу излучателей, представляющих собой совокупность блестящих точек. В этом случае задача расчета ЭПР ФАР сводится к расчету ЭПР группы излучателей.

Исходным выражением для расчета комплексной амплитуды напряженности поля отраженного сигнала является выражение расчета комплексной амплитуды напряженности поля \dot{E}_r , рассеянного отражателем, находящимся на расстоянии R от точки наблюдения:

$$\dot{E}_r = \frac{\dot{E}_i}{R\sqrt{4\pi}} \sqrt{\sigma_1} e^{jkR}, \quad (2)$$

где E_i - комплексная амплитуда напряженности волны, падающей на отражатель; σ_1 - ЭПР отражателя; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; λ – длина волны.

Исходя из принципа суперпозиции, отраженный сигнал в точке приема будет образовываться в результате интерференции сигналов, отраженных от каждого излучателя. Для решетки из N излучателей выражение для расчета суммарной комплексной амплитуды напряженности поля \dot{E}_{r2} приобретает вид:

$$\dot{E}_{r\Sigma} = \sum_{n=1}^N \frac{\dot{E}_{in}}{R_n \sqrt{4\pi}} \sqrt{\dot{\sigma}_n} e^{jkR_n}, \quad (3)$$

где E_{i_n} – комплексная амплитуда напряженности волны, падающей на n -й излучатель.

Введя переменную ΔR , характеризующую разность хода волны между отражателями:

$$\Delta R_n = R_n - R_1 \quad (4)$$

и учитывая, что для всех $n \in [1, N]$ выполняется условие $\Delta R_n \ll R_1$, получим:

$$\dot{E}_{in} = \dot{E}_{i1} e^{jk\Delta R_n}. \quad (5)$$

Данное выражение учитывает только сдвиг фаз между отражателями за счет их различного пространственного положения, в случае сложной структуры сигнала будет возникать дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\phi$ сигнала между излучателями:

$$\dot{E}_{in} = \dot{E}_{i1} e^{j(k\Delta R_n + \Delta\phi_n)}. \quad (6)$$

С учетом выражений (4),(6), выражение (3) приобретает вид:

$$\dot{E}_{r\Sigma} = \frac{-\dot{E}_{i1}}{R_1 \sqrt{4\pi}} e^{jkR_1} \sum_{n=1}^N \sqrt{\dot{\sigma}_n} e^{j(2k\Delta R_n + \Delta\phi)}. \quad (7)$$

Так как излучатели решетки приняты одинаковыми, то величины ЭПР излучателей $\dot{\sigma}_n$, рассчитываемые согласно выражению:

$$\dot{\sigma}(\varphi, \theta) = \frac{f(\varphi, \theta)^4 \lambda^2}{4\pi} \cdot \dot{\Gamma}^2 \quad (8)$$

будут различаться только величиной коэффициента отражения $\dot{\Gamma}_n = |\dot{\Gamma}| e^{j(\arg \dot{\Gamma})}$, который будет учитывать настройку фазовращателей и другие параметры волноводного тракта излучателей, поэтому:

$$\sigma_1 = \frac{D_{\max}^2 f^4(\theta, \varphi) \lambda^2}{4\pi} - \text{ЭПР одиночного излучателя для случая полного}$$

отражения волны ($\dot{\Gamma} = 1$), $\dot{\sigma}_n = \sigma_1 \dot{\Gamma}_n^2$, откуда:

$$\dot{E}_{r\Sigma} = \frac{-\dot{E}_{i1}}{R_1 \sqrt{4\pi}} \sqrt{\sigma_1} e^{jkR_1} \sum_{n=1}^N \dot{\Gamma}_n e^{j(2k\Delta R_n + \Delta\phi_n)}. \quad (9)$$

Используя выражение для расчета ЭПР, для линейки излучателей запишем:

$$\sigma_\Sigma = \sigma_1 \left| \sum_{n=1}^N \dot{\Gamma}_n e^{j(2k\Delta R_n + \Delta\phi_n)} \right|^2, \quad (10)$$

или

$$\sigma_\Sigma = \sigma_1 \left(\sum_{n=1}^N |\dot{\Gamma}_n| \cos(2k\Delta R_n + \Delta\phi_{m,n} + \arg \dot{\Gamma}_n) \right)^2, \quad (11)$$

Отсюда выражение для расчета ДОР в случае двумерной решетки излучателей приобретает вид:

$$\sigma_\Sigma(\varphi, \theta) = \sigma_1(\varphi, \theta) \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |\dot{\Gamma}_{m,n}| \cos(2k\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta) + \Delta\phi_{m,n} + \arg \dot{\Gamma}_{m,n}) \right)^2, \quad (12)$$

где M, N – количество излучателей в решетке по осям X, Y ; θ, φ – углы ракурса облучения решетки в сферической системе координат, отсчитываемые относительно нормали к апертуре антенны.

Величина разности хода ЭМВ $\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta)$ для случая плоской эквидистантной антенной решетки с прямоугольной сеткой расположения элементов в плоскости XOY декартовой системы координат антенной решетки рассчитывается по формуле:

$$\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta) = (m-1)d_x \sin \theta \cos \varphi + (n-1)d_y \sin \theta \sin \varphi, \quad (13)$$

где d_x, d_y – расстояние между излучателями по осям X, Y .

Фазовое распределение падающего сигнала как функция пространственных и временных координат по раскрытию решетки, определяемое членами суммы $\Phi_{m,n} = k\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta) + \Delta\phi(\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta), t)$ рассчитывается как:

$$\Phi_{m,n}(t, \varphi, \theta) = \omega_0 (t - t_{3m,n}(\varphi, \theta)) \cdot [t - t_{3m,n}(\varphi, \theta)] + \phi_0 (t - t_{3m,n}(\varphi, \theta)),$$

где $t_{3m,n}(\varphi, \theta) = \frac{R_{1,1} + \Delta R_{m,n}(\varphi, \theta)}{c}$ – время запаздывания сигнала на излучателе m, n ;

ω_0 – несущая частота сигнала; c – фазовая скорость ЭМВ.

Окончательное выражение для ДОР ФАР приобретает вид:

$$\sigma_{\Sigma}(\varphi, \theta) = \sigma_1(\varphi, \theta) \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |\dot{\Gamma}_{m,n}| \cos(k\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta) + \Phi_{m,n}(t, \varphi, \theta) + \arg \dot{\Gamma}_{m,n}) \right)^2. \quad (14)$$

Комплексный, излучаемый бортовой РЛС импульсный многочастотный зондирующий сигнал в общем виде можно записать следующим образом [6]:

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{n=1}^N A_i(t) \cdot e^{j[(2\pi f_i(t)t + \phi_{0i}(t)]} & t \leq \tau_u(t) \\ 0 & t > \tau_u(t) \end{cases}, \quad (15)$$

где f_i – i -я несущая частота, N – количество несущих частот в зондирующем сигнале, A_i – амплитуда i -й несущей частоты, τ_u – длительность импульса, ϕ_{0i} – начальная фаза i -й несущей частоты, $A_i(t)$ – все возможные законы амплитудной модуляции, $f_i(t)$ – все возможные законы частотной модуляции, $\phi_{0i}(t)$ – все возможные законы фазовой модуляции и манипуляции, $\tau_u(t)$ – все возможные законы время-импульсной модуляции.

Все присутствующие в зондирующем сигнале модуляционные параметры можно объединить в вектор законов модуляции:

$$M = \{A_i(t), \tau_u(t), \phi_{0i}(t), f_i(t)\}. \quad (16)$$

В совокупности с постоянными параметрами зондирующего сигнала формируется вектор параметров радиолокационного зондирующего сигнала:

$$H = \{M, A_i, f_i, \phi_{0i}, \tau_u, N\}. \quad (17)$$

Фазированная антенная решётка по своей структуре является пространственно-временным фильтром, следовательно, отражённый от неё сигнал, как следует из (14,15), будет являться, кроме всего прочего, функцией, зависящей от ЭПР ФАР:

$$s_{omp} = F(\sigma) = F(\theta, \varphi, f_i, A_i, \phi_{0i}, \tau_u, M, N, \alpha, \xi), \quad (18)$$

где θ, φ – угловые координаты, α – коэффициент атмосферного затухания, ξ – коэффициент влияния подстилающей поверхности, характеризующий отношение

сигнал/фон в принимаемом сигнале.

Необходимо оценить степень влияния каждой составляющей вектора параметров радиолокационного зондирующего сигнала на ДОР ФАР, а, следовательно, на характеристики отражённого от ФАР сигнала.

Для дальнейшего анализа преобразуем выражение для ДОР ФАР (14) к следующему виду:

$$\sigma(\Theta, \varphi, t) = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{эф.и}}^2 f_u^4(\Theta, \varphi) \left(\sum_{n=1, m=1}^{N_x, N_y} A_{n,m} \Gamma \exp(j\Phi_{0n,m} + 2\pi f(t_0 + \frac{L_{n,m}}{c}) \right)^4, \quad (19)$$

где $\frac{L_{n,m}}{c} = t_{\text{зан}}$ - время запаздывания волнового фронта до излучателя с индексами n, m .

Как видно из (19) данное выражение учитывает динамику изменения ЭПР ФАР во времени.

Из литературных источников [7] известно, что ФАР обладает частотно-избирательными свойствами. В рабочей полосе частот обычно допускается небольшое изменение характеристик ФАР.

Если при изменении частоты фазовое распределение остаётся неизменным, то луч, формируемый раскрывом, смещается на угол:

$$\Delta\theta = -57,3 \text{tg} \theta_{\text{эл}} (\Delta f / f), \quad (20)$$

где $\theta_{\text{эл}}$ - угол наклона основного луча диаграммы направленности ФАР.

Данный факт позволяет предположить, что применение частотно-модулированных многочастотных зондирующих сигналов позволит создавать ДОР необходимой формы.

На частотные свойства антенной решётки влияют в основном частотные свойства излучающего раскрыва, способ управления фазой, структура волноводного тракта, а также характер принимаемого и излучаемого сигнала. Входящие в состав волноводного тракта направленные ответвители, согласованные нагрузки, рассчитаны на работу в определённом частотном диапазоне, в котором они сохраняют свои параметры в заданных пределах. Применение многочастотных частотно-модулированных сигналов должно повлиять на отража-

тельные свойства ФАР.

Варьируемые параметры сигнала можно представить следующим образом:

$$X = \{f_i(t), n\}, \quad (21)$$

где $f_i(t)$ - закон частотной модуляции, n - количество несущих частот.

Компонент $f_i(t)$ подразумевает определённый закон частотной модуляции, его математическое выражение, поэтому он является составным. Определение необходимого закона модуляции необходимо произвести на основе анализа прохождения сигнала по поверхности фазированной антенной решётки.

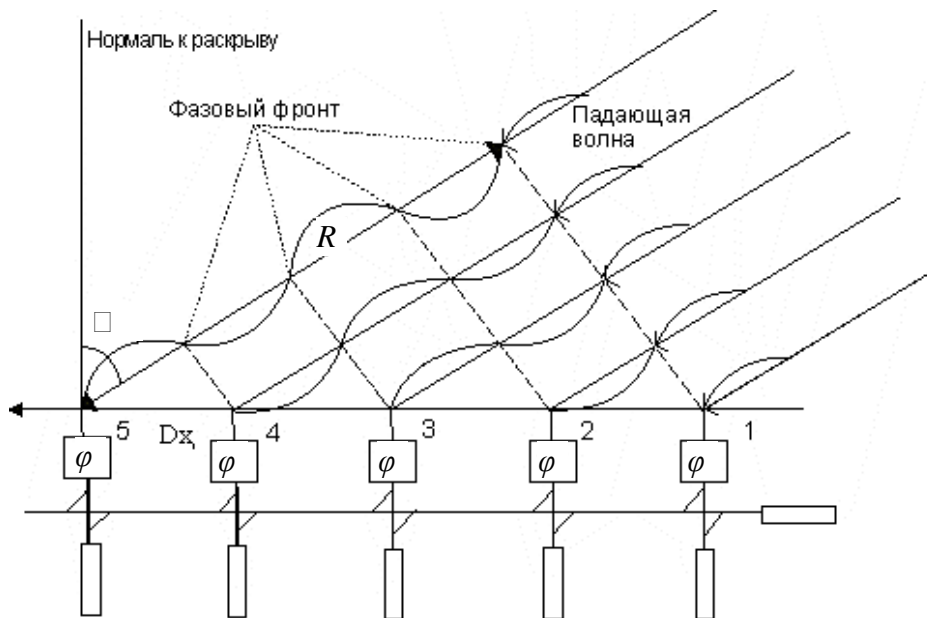


Рисунок 3 – Прохождение сигнала по поверхности ФАР

В качестве элементарных излучателей в рассматриваемых ФАР применяются рупорные излучатели. Так как излучение электромагнитной энергии происходит с плоской поверхности раскрытия рупора, их относят к классу поверхностных (апертурных) излучающих систем. Векторная комплексная амплитудная диаграмма направленности таких антенн рассчитывается как:

$$\vec{f}(\theta, \varphi) = \vec{f}_1(\theta, \varphi) \dot{f}_c(\theta, \varphi), \quad (22)$$

где $\vec{f}_1(\theta, \varphi)$ – векторная комплексная ДН источника Гюйгенса, являющегося

элементом излучения плоской апертуры; $f_c(\theta, \varphi)$ – множитель системы элементарных излучателей, образующих апертуру излучателя.

Векторная комплексная ДН источника Гюйгенса рассчитывается:

$$\vec{f}_1(\theta, \varphi) = (1 + \cos \theta) (\cos \varphi \vec{\theta}_0 - \sin \varphi \vec{\varphi}_0). \quad (23)$$

Отсюда находятся диаграммы источника Гюйгенса:

амплитудная – $|\vec{f}_1(\theta, \varphi)| = 1 + \cos \theta$, фазовая – $\Phi(\theta, \varphi) = 0$, поляризационная – $\vec{p}(\theta, \varphi) = \cos \varphi \vec{\theta}_0 - \sin \varphi \vec{\varphi}_0$.

ФАР состоит из совокупности рупорных излучателей, связанных между собой общей волноводной системой, обеспечивающей работу с одним передатчиком (приемником). При решении задач отражения волны от ФАР возможно рассматривать ФАР как группу излучателей, представляющих собой совокупность блестящих точек.

Фазовое распределение падающего сигнала как функция пространственных и временных координат по раскрытию решетки, определяемое членами суммы $\Phi_{m,n} = k\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta) + \Delta\phi(\Delta R_{m,n}(\varphi, \theta), t)$ рассчитывается как:

$$\Phi_{m,n}(t, \varphi, \theta) = \omega_0(t - t_{3m,n}(\varphi, \theta)) \cdot [t - t_{3m,n}(\varphi, \theta)] + \phi_0(t - t_{3m,n}(\varphi, \theta)), \quad (24)$$

где $t_{3m,n}(\varphi, \theta) = \frac{R_{1,1} + \Delta R_{m,n}(\varphi, \theta)}{c}$ – время запаздывания сигнала на излучателе m, n ;

ω_0 – несущая частота сигнала; c – фазовая скорость ЭМВ.

Для многочастотного сигнала с частотной модуляцией:

$$\Phi_{m,n}(t, \varphi, \theta) = \sum_{i=1}^M (\omega_{0i}(t) \cdot [t - t_{3m,n}(\varphi, \theta)] + \phi_0(t - t_{3m,n}(\varphi, \theta))). \quad (25)$$

Известно, что модуляция частоты по периодическому закону позволяет получить в структуре сигнала участки с положительным и отрицательным набегом фазы сигнала, что существенно при формировании диаграммы обратного рассеяния. Поэтому рассмотрим тригонометрический закон модуляции частоты в зондирующем сигнале. Типичными представителями тригонометрических зависимостей – это зависимости по законам:

$$y = \cos(x)$$

$$y = \sin(x)$$

$$y = \operatorname{tg}(x).$$

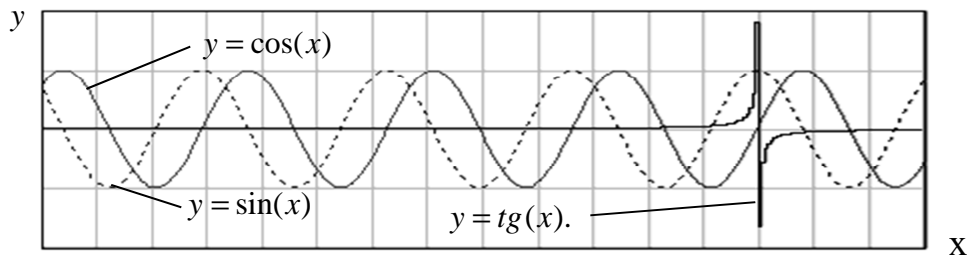


Рисунок 4 – Графики основных тригонометрических функций

Из графиков тригонометрических функций следует, что функция $y = \operatorname{tg}(x)$ терпит разрыв и неприменима в качестве модулирующего закона. Поэтому для рассмотрения следует выбрать только функции $y = \cos(x)$ и $y = \sin(x)$.

Выражение для закона модуляции выглядит следующим образом:

$$f_i(t) = \begin{cases} \mu \sin(t) \\ \mu \cos(t) \end{cases}, \quad (26)$$

где $t = -\frac{T}{2} \dots \frac{T}{2}$, T - период модуляции, μ - девиация частоты.

Варьирование параметром T проводилась в пределах $0,01 \text{ мкс} \leq T \leq 0,05 \text{ мкс}$. Максимальное значение периода модуляции обусловлено временем заполнения раскрытия ФАР ЗРК зондирующим сигналом (0,05 мкс), а минимальное выбрано в целях отсутствия влияния на ширину спектра зондирующего сигнала при минимальном значении девиации частоты $\frac{1}{T} = \Delta f = 100 \text{ МГц}$. Уменьшение параметра T оказывает влияние на ДОР ФАР, аналогичное увеличению Δf . В зависимости от конструкции ФАР, различные сочетания этих параметров позволяют добиться максимального отклика от ФАР.

Из приведённых на рисунке 5 расчётных ДОР ФАР можно сделать вывод, что требуемый уровень ЭПР ФАР достижим при значении девиации частоты в зондирующем сигнале 300 - 400 МГц.

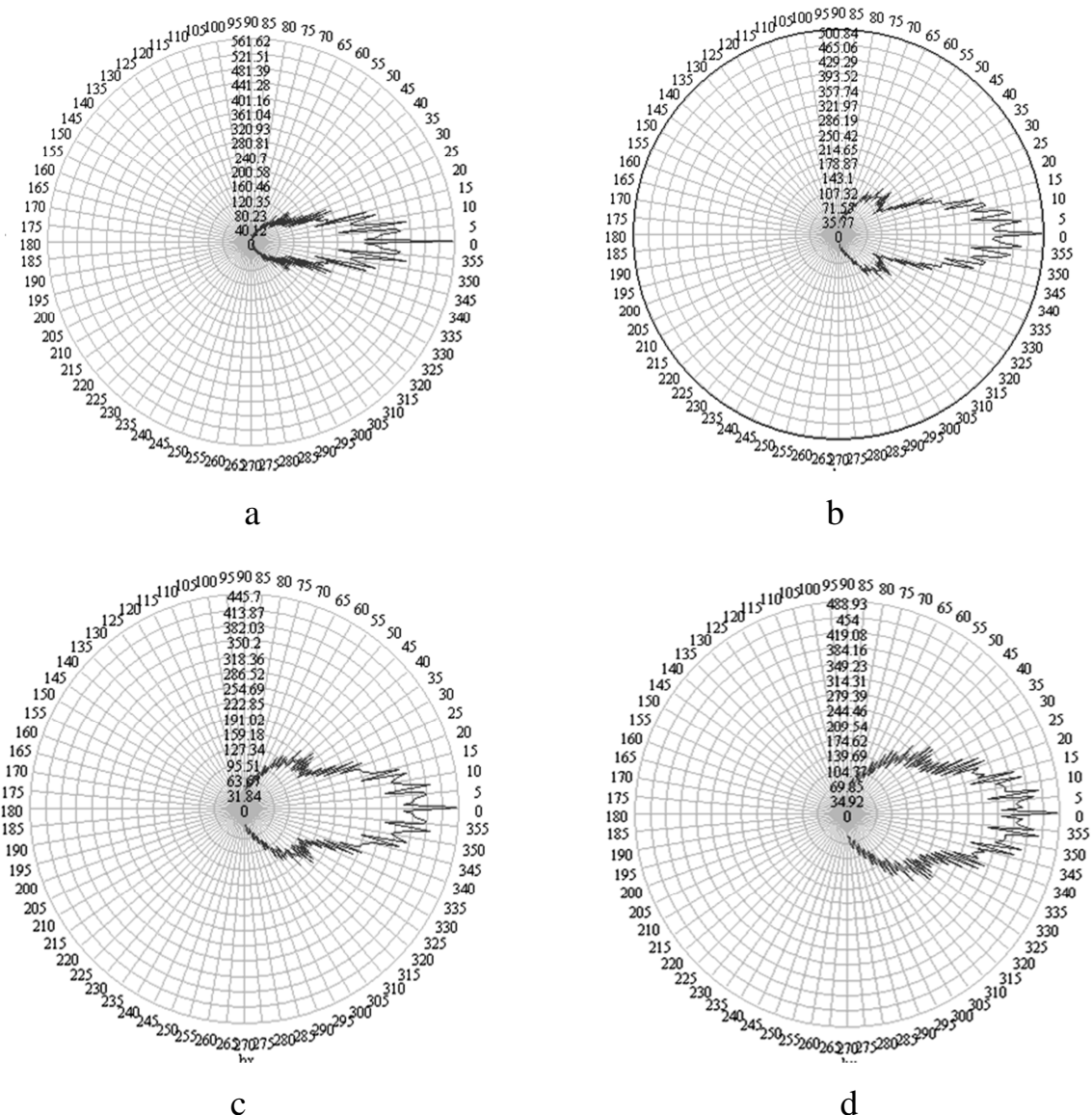


Рисунок 5 Расчётные диаграммы обратного рассеяния ФАР при значениях девиации: a – 100МГц, b – 200МГц, c – 300МГц, d – 400МГц

Радиолокационный сигнал, излучаемый в направлении РЛС ЗРК, должен обеспечить максимальную вероятность обнаружения ФАР на фоне подстилающей поверхности за счет обеспечения максимального по уровню отклика.

Система ФАР–РЛС изображена на рисунке 6.

Целесообразно принять центр координат связанным с ФАР, при этом углы направления диаграммы направленности БРЛС $\varepsilon_{Г}, \varepsilon_{В}$ будут пересчитываться в направление на зондирующую РЛС, отчитываемое относительно ФАР φ, θ .

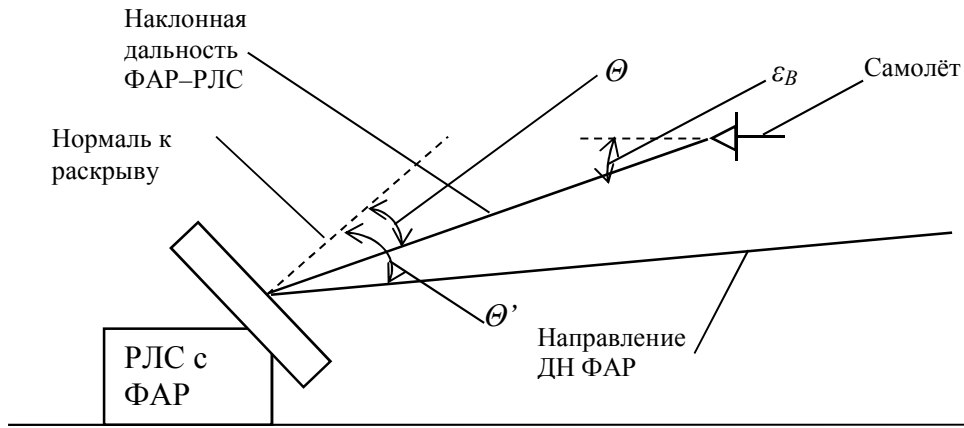


Рисунок 6 – Система РЛС–ФАР ЗРК

Основными параметрами системы ФАР–РЛС (рисунок 6), влияющими на уровень отраженного сигнала, являются углы θ, φ , характеризующие ракурс облучения ФАР зондирующим сигналом и совокупность характеристик ФАР: ДН одиночного излучателя $f(\theta, \varphi)$, количество излучателей M, N , расстояние между излучателями. Величины $f(\theta, \varphi), d_x, d_y, M, N$, являются априорно известными конструктивными характеристиками обнаруживаемого класса ФАР и в течении времени эксплуатации ФАР практически не изменяются. Характеристики θ, φ являются величинами, изменяющимися в зависимости от пространственного положения ФАР – РЛС и рабочего режима ФАР. Так как во время поиска цели точные координаты и состояние ФАР неизвестны, величины $\theta, \varphi, \theta', \varphi'$ априорно неизвестны и являются неуправляемыми случайными величинами (СВ). Исходя из анализа конструктивных особенностей размещения ФАР, тактических особенностей применения РЛС ЗРК и самолетов, выполняющих задачи поиска ЗРК возможно выбрать закон распределения данных СВ.

Как правило, для сокращения времени обнаружения и захвата цели на сопровождение антенна РЛС разворачивается в сторону наиболее вероятного появления воздушных целей – в сторону противника, что является общепринятым приемом при боевом применении ЗРК, оснащенных ФАР [3].

Из теории антенных систем известно, что ширина диаграммы направленности излучателей, применяемых в ФАР ЗРК, имеют ограниченную величину –

около $80^\circ - 120^\circ$, что сужает диапазон наиболее эффективного управления ДН ФАР углами в диапазоне $\pm 40^\circ..60^\circ$ относительно нормали к антенне. Этим и объясняется выбор максимального угла отклонения максимума ДОР ФАР в диапазоне $\pm 40^\circ$.

Исходя из этих фактов, законы распределения СВ приняты равномерными: для величин θ, θ' в интервале $[0^\circ; 40^\circ]$, а величин φ, φ' в интервале $[0^\circ; 360^\circ]$ (рисунок 7).

Таким образом, величины $\theta, \varphi, \theta', \varphi'$ в совокупности с переменной времени наблюдения $t_{наб}$, будут образовывать переменную часть вектора состояния системы ФАР–РЛС – вектор Ψ , а величины $f(\theta, \varphi), d_x, d_y, M, N$ – постоянную часть – вектор Ψ' .

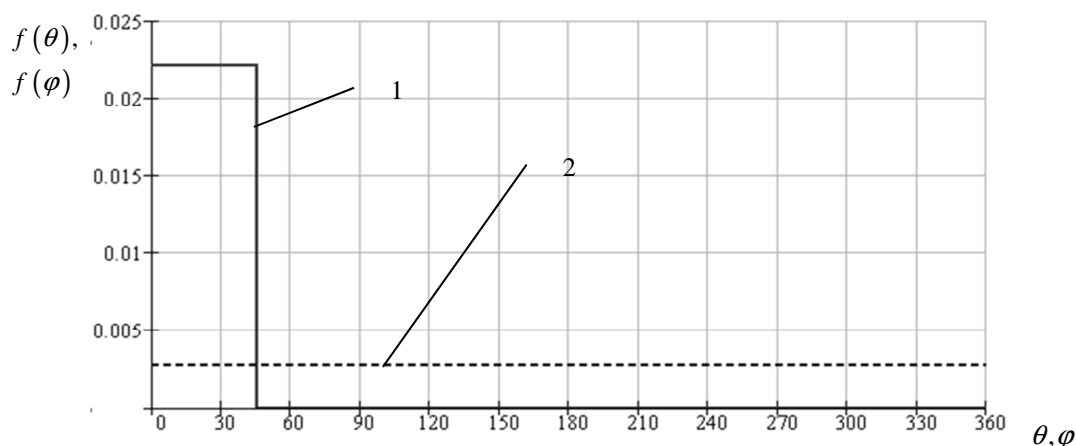


Рисунок 7 – Плотности распределения вероятностей (кривая 1 – величины θ и θ' , кривая 2 – величины φ и φ')

Излучаемый бортовой РЛС зондирующий сигнал, имеет вид:

$$\dot{s}(t) = \begin{cases} S \cdot e^{j \sum_{i=1}^M (\omega_{0i}(t)t + \phi_{0i})} & t \leq \tau, \\ 0 & t > \tau \end{cases} \quad (27)$$

где S - комплексная амплитуда сигнала; ω_{0i} - i -я несущая частота ; ϕ_{0i} - начальная фаза i -й частоты, τ – длительность импульса.

Величина $\omega_{0i}(t)$ для ЧМ–сигнала с модуляцией по периодическому закону записывается:

$$\omega_{0i}(t) = \omega_{0i} + \mu \cos(t), \quad (28)$$

где ω_{0i} – i -я несущая частота, μ – максимальное изменение частоты, $t = -\frac{T}{2} \dots \frac{T}{2}$, T – период модуляции. Таким образом, структура зондирующего частотно-модулированного сигнала задается рядом параметров: величиной максимального изменения частоты μ и длительностью периода модуляции T , образующими вектор параметров сигнала X : $X = \{T, \mu\}$. Вектор X должен обеспечить максимальную вероятность обнаружения объекта P_o . С учетом вероятностного характера процесса обнаружения отраженного сигнала:

$$P_o = \sum_{i=1}^I P_{noi} \cdot P_i, \quad (29)$$

где P_{noi} – вероятность правильного обнаружения сигнала, отраженного от ФАР, находящейся в i -м состоянии; P_i – вероятность пребывания ФАР в i -м состоянии; I – число состояний ФАР. При этом на составляющие вектора $X = \{T, \mu\}$ накладывается ряд ограничений, обусловленных характеристиками используемой элементной базы и техническими особенностями реализации существующих БРЛС: $\mu \leq 600 \text{ МГц}$, $T \leq 10 \text{ нс}$.

Литература

1. Боевые авиационные комплексы и их эффективность. / О.В. Болховитинов, В.В. Иванов, А.А. Новожилов, А.Ю. Савинов; Под. ред. О.В. Болховитинова. – М.: ВВИА, 1990.-193 с.
2. Развитие способов и форм военных действий: информационный аспект. //«Военная мысль» 2004.- №2, с.12-15.
3. ЗРК "Patriot" (MIM 104A). / Зарубежная военная техника. Обзоры" НТЦ "Информтехника".– Выпуск 2 (126). Ракетная техника.– 1991.
4. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1983.

5. Горелов А. Разработка РЛС перспективного тактического истребителя JSF. //Зарубежное военное обозрение.–2001.–№3, с. 20-22.

6. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; Под ред. Ю.М. Казаринова.- М.: Высш. шк., 1990.- 496 с.

7. Антенные системы радиоэлектронной техники. / Учеб. пособ.–М.: Воениздат, 1993.-366с.