

**Н. А. Култышев**

АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс»», Санкт-Петербург, Россия

# ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ОБЗОРА МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ РАЗНЫХ ТИПОВ АНТЕНН РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

*В статье рассмотрены вопросы помехозащищенности радиолокационной станции обзора морской поверхности сантиметрового диапазона радиоволн в условиях работы систем радиоэлектронной борьбы для различных типов антенных систем. Современные средства радиоэлектронной борьбы способны подавлять работу радиолокационной станции путем использования имитационных помех, параметры которых близки к параметрам сигналов станции. Поскольку традиционные методы фильтрации помех радиолокационной станции не выделяют имитационные помехи, наиболее перспективным является повышение скрытности данных станций от обнаружения станциями радиотехнической разведки. В работе исследуются зависимости скрытности радиолокационной станции от ее параметров и параметров станции радиотехнической разведки.*

**Ключевые слова:** радиолокационная станция с низкой вероятностью обнаружения, система радиоэлектронного противодействия, станция радиотехнической разведки, зеркальная антенна, фазированная антенная решетка, волноводно-щелевая антенная решетка.

Для цитирования: Култышев Н. А. Оценка помехозащищенности радиолокационных систем обзора морской поверхности для разных типов антенн радиолокационных систем // Радиопромышленность. 2018. № 2. С. 40–47.

**N. A. Kultyshev**

Research and Production Enterprise Radar mms JSC, Saint-Petersburg, Russia

# ESTIMATION OF JAMMING PROTECTION OF RADAR LOCATION SYSTEMS OF SEA SURFACE REVIEW FOR DIFFERENT TYPES OF ANTENNAS RADAR

*The problems of providing jamming protection for the operation of a radar station of centimeter wavelength range of the survey of the sea surface in the conditions of the operation of electronic warfare systems for various types of antenna systems are considered. Modern means of EW are able to suppress the work of the radar using imitation interference, with parameters close to the parameters of the radar signals. At the same time, traditional methods of filtering radar interference do not select imitation interference. Therefore, the most promising is to increase the stealthiness of the radar from detecting by radio reconnaissance stations detecting the parameters of radar signals. The dependence of the stealth of the radar station on the parameters of the station and the station of radio technical reconnaissance is investigated.*

**Keywords:** radar station with low probability of detection, radio-electronic countermeasure system, radio technical reconnaissance station, mirror antenna, phased array antenna, waveguide-slot antenna array.

For citation: Kultyshev N. A. Estimation of jamming protection of radar location systems of sea surface review for different types of antennas radar. Radiopromyshlennost, 2018, no. 2, pp. 40–47. (In Russian).

## Введение

Помехозащищенность является одним из самых важных свойств радиолокационных систем (РЛС) и обеспечивается их скрытностью и помехоустойчивостью.

Современные средства и системы радиоэлектронного противодействия имеют в своем составе акустооптоэлектронные и цифровые широкополосные приемники радиотехнической разведки (РТР) и позволяют контролировать радиочастотный спектр в широком диапазоне (до десятков гигагерц). Акустооптические процессоры, или моноимпульсные анализаторы спектра и типа модуляции спектрального и корреляционного типов, применяемые в станциях РТР [1, 2], дают возможность обнаруживать и определять параметры внутриимпульсной модуляции широкополосных частотно-модулированных и фазоманипулированных сигналов разведываемых РЛС по одному импульсу длительностью от десятых долей микросекунды в полосе до 3–4 ГГц, в широком динамическом диапазоне, со сложной внутриимпульсной модуляцией.

Теория и практика постановки помех и маскирования сигналов показывают, что во многих практически важных ситуациях наиболее эффективной помехой является не гауссов шум, т.е. шумовая помеха, а имитационная помеха. Объясняется это не только большей спектральной плотностью мощности помехи, но и близостью статистических свойств полезных сигналов и имитационной помехи [7, 8].

Устройства, использующие современные технологии помехоустойчивости РЛС, в частности автокомпенсатор активных шумовых помех, не способны подавить имитационную помеху, которая принимается как по боковым, так и по главному лепесткам диаграммы направленности антенны (ДНА), т.к. автокомпенсатор активных шумовых помех является самонастраивающимся устройством с корреляционными обратными связями. Тогда при высокой степени корреляции имитационной помехи и полезного сигнала, а также нахождении источника имитационных помех на обнаруживаемом объекте автокомпенсатор активных шумовых помех не будет фильтровать имитационную помеху [5, 6].

Информация о сигналах РЛС после их обнаружения, а также выявления типа модуляции современными методами и средствами РТР используется в современных системах радиоэлектронного противодействия на основе цифровой радиочастотной памяти (ЦРЧП, или DRFM – digital radio frequency memory) для постановки эффективных имитационных помех для РЛС, практически совпадающих по параметрам модуляции, мощности и длительности с исходным сигналом. Генерация имитационных помех производится передатчиками, созданными

по технологии ЦРЧП. В системах радиоэлектронной борьбы (РЭБ) принятые и сформированные приемопередатчиками ЦРЧП модулированные сигналы излучаются в направлении к РЛС [3, 4].

Возможности цифрового приемопередатчика на базе данной технологии позволяют имитировать для РЛС противника фантомы цели со всеми необходимыми характеристиками, особенностями «портрета» цели по отражательной способности, динамике движения, протяженности по дальности (геометрическим размерам), спектральным характеристикам отражения объекта.

В работах [5, 7–9] обосновано, что без применения в РЛС сложных сигналов с большой базой ( $\tau_{\text{и}} \Delta f_{\text{рлс}} \gg 1$ ), цифровых методов согласованной фильтрации, когерентного накопления и минимизации излучаемой мощности зондирующих сигналов невозможно обеспечить максимальную дальность действия РЛС больше, чем максимальная дальность между приемником РТР и РЛС, на которой станция РТР обнаружит зондирующие сигналы РЛС. Это объясняется использованием в РЛС и РТР приемников с частично известными параметрами сигналов, т.е. время накопления сигнала в интеграторе приемника обнаружителя РТР примерно равно длительности обнаруживаемого сигнала  $t_{\text{ртр}} \approx \tau_{\text{зи}}$ , что следует из уравнения (1) для дальности обнаружения цели  $D_{\text{рлс}}$  для РЛС, а также уравнения (2) для дальности обнаружения излучения радиолокатора станцией РТР  $D_{\text{ртр}}$  [8, 9].

При использовании многоканального приемника РТР простые радиолокационные сигналы с «частично известными» для системы РТР параметрами с высокой вероятностью будут обнаружены [1–3].

К настоящему времени в радиолокации сформировалось направление технологии РЛС повышенной скрытности, или малозаметных РЛС (МРЛС). Оно возникло в результате системного подхода к обеспечению высокой помехозащищенности РЛС за счет уменьшения вероятности обнаружения и демодуляции радиолокационного сигнала системами РТР противника.

Для МРЛС становится возможным скрыть зондирующие сигналы от средств РТР в первую очередь за счет применения в технологии импульсных сигналов с малой скважностью ( $Q_c = 3 \dots 4$ ), т.е. сигналов с низкой импульсной мощностью, сложных широкополосных сигналов с низкой спектральной плотностью мощности, цифровой согласованной фильтрации («сжатия») и когерентного накопления в МРЛС, которые используют согласованные с параметрами радиолокационных сигналов приемники. Согласованные приемники РЛС выделяют полезные сигналы из естественного шума и преднамеренных шумовых помех. В то же время приемники РТР принципиально такими быть не могут.

Поэтому появляется преимущество в отношении сигнал/шум для приемника РЛС по сравнению с приемником РТР [7]. При этом средняя мощность излучаемой энергии МРЛС остается на уровне, необходимом для обнаружения заданных объектов.

**Оценка помехозащищенности обзорной МРЛС для различных типов антенных систем**

При выполнении задачи обнаружения цели с заданной эффективной поверхностью рассеивания (ЭПР) скрытность функционирования РЛС определим соотношением максимальной дальности  $D_{\text{рлс}}$  ее обнаружения и максимальной дальности  $D_r$  обнаружения радиоизлучения радиоэлектронных средств МРЛС средствами РТР противника.

Основное уравнение радиолокации в известной форме [5], соответствующее использованию в МРЛС импульсного излучения, согласованной фильтрации и когерентного накопления принимаемых сигналов, отраженных от цели, имеет вид

$$D_{\text{рлс}} = \sqrt[4]{\frac{2P_t G_t G_r \sigma \lambda^2 K_c N}{(4\pi)^3 k T_0 \Delta F \eta_r K_r q_r L^2(D_{\text{рлс}}, \lambda)}} = \sqrt[4]{\frac{2P_t G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 k T_0 \eta_r K_r q_r L^2(D_{\text{рлс}}, \lambda)} \cdot \frac{T_{ac}}{Q_c}}, \quad (1)$$

где  $P_t$  – импульсная мощность излучения зондирующих импульсов МРЛС;  $G_t, G_r$  – коэффициент усиления антенны МРЛС соответственно на излучение и на прием;  $\sigma$  – ЭПР цели;  $\lambda$  – длина волны;  $K_c$  – коэффициент сжатия принимаемых зондирующих импульсов;  $N$  – количество когерентно накапливаемых импульсов;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_0$  – абсолютная температура;  $\Delta F$  – ширина полосы принимаемых сигналов;  $\eta_r$  – результирующий коэффициент потерь энергии в тракте прохождения сигналов радиоэлектронных средствах на прием и передачу;  $K_r$  – коэффициент шума приемника МРЛС;  $q_r$  – пороговое значение сигнал/шум для обнаружения радиолокационных сигналов МРЛС;  $L(D_{\text{рлс}}, \lambda)$  – коэффициент потерь в атмосфере и дожде на дистанции  $D_{\text{рлс}}$ ;  $T_{ac}$  – время когерентного накопления принимаемых сигналов;  $Q_c$  – скважность зондирующих радиолокационных сигналов РЛС;  $\tau_s$  – длительность зондирующих импульсов МРЛС.

Для приемника РТР в предположении отсутствия сведений о параметрах разведываемых сигналов можно записать

$$D_{\text{ртр}} = \sqrt[2]{\frac{2P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 k T_0 \Delta F_{ir} \eta_{ir} K_{ir} q_{ir} L(D_{\text{ртр}}, \lambda)}}, \quad (2)$$

где  $G_{ir}$  – коэффициент усиления приемной антенны станции РТР;  $\Delta F_{ir}$  – мгновенная ширина полосы приема разведываемых сигналов;  $\eta_{ir}$  – КПД тракта прохождения сигналов в станции РТР;  $K_{ir}$  – коэффициент шума приемника станции РТР;  $q_{ir}$  – пороговое

значение сигнал/шум, используемое при обнаружении разведываемых радиолокационных сигналов в станции РТР;  $L(D_{\text{ртр}}, \lambda)$  – коэффициент потерь в атмосфере и дожде на дистанции  $D_{\text{ртр}}$ .

Полагая, что средства радиоэлектронной борьбы находятся на борту обнаруживаемого объекта (т.е.  $D_s = D_{ir} = D$ ), оценим скрытность функционирования МРЛС с использованием соотношения

$$K_t(D) = \frac{P_{it}(D)}{P_t(D)}, \quad (3)$$

определяя  $P_{it}(D)$  из формулы (2) как минимальную импульсную мощность передатчика МРЛС, обнаруживаемую приемником РТР на дистанции  $D$ .

При этом из уравнений (1) и (2) следует, что

$$K_t(D) = \frac{P_{it}(D)}{P_t(D)} = \frac{\sigma G_r \eta_{ir} \Delta F_{ir} K_{ir} q_{ir}}{4\pi \eta_r K_r q_r D^2 G_{ir} L(D, \lambda)} \cdot \frac{T_{ac}}{Q_c}. \quad (4)$$

Величину  $K_t(D)$  можно использовать для расчетов мощности излучения МРЛС, при которой обеспечивается скрытность работы МРЛС.

По причине одинакового уровня развития технологий приемной аппаратуры СВЧ-диапазона считаем коэффициент шума трактов и потери приемников МРЛС и РТР одинаковыми:

$$K_{ir} = K_r = 3; \\ \eta_{ir} = \eta_r = 10 \text{ дБ.}$$

Так, коэффициент шума приемника РТР  $K = 3$  или 5 дБ, что для полосы 1 ГГц соответствует значению чувствительности приемника порядка  $-77$  дБм, тогда (4) будет иметь вид

$$K_t(D) = \frac{P_{it}(D)}{P_t(D)} = \frac{\sigma G_r \Delta F_{ir} q_{ir}}{4\pi q_r D^2 G_{ir} L(D, \lambda)} \cdot \frac{T_{ac}}{Q_c}. \quad (5)$$

Величину  $K_t(D)$  можно использовать для расчетов мощности излучения МРЛС, при которой обеспечивается скрытность ее работы. Будем в дальнейшем называть ее коэффициентом скрытности работы РЛС. Если  $K_t(D) > 1$ , то МРЛС работает скрытно от систем РТР, т.к. при заданной импульсной мощности зондирующего сигнала МРЛС для обнаружения работы РЛС системой РТР требуется большая мощность сигнала РЛС. Если же  $K_t(D) < 1$ , то работа МРЛС будет обнаружена станцией РТР. Из формул (1) и (5) следует, что для обеспечения помехозащищенной (скрытной) работы МРЛС требуется:

- пересчитывать требуемое время когерентного накопления, мощность зондирующего сигнала МРЛС для любой требуемой дальности скрытного обнаружения и ЭПР обнаруживаемого объекта (корабля), при условии что станция РТР и радиоэлектронной борьбы находится на обнаруживаемом объекте (корабле);

- уменьшать время, в течение которого ДНА РЛС и станции РТР совпадают в пространстве;
- применять зондирующие сигналы малой импульсной и средней мощности и малой скважности, при этом увеличивать интервал когерентного накопления  $T_{ac}$ ;
- увеличивать мгновенную полосу частот используемых зондирующих сигналов  $\Delta F$  РЛС, т.е. уменьшать спектральную плотность мощности сигналов МРЛС.

При этом, если станция РТР находится на обнаруживаемой цели, то коэффициент скрытности МРЛС будет зависеть от ЭПР корабля (чем меньше его величина, тем сложнее достигнуть скрытности работы МРЛС, т.к. требуется излучать зондирующий сигнал большей мощности).

Для получения в X-диапазоне ширины ДНА в горизонтальной плоскости  $1-2^\circ$  зададимся размерами антенной системы МРЛС в горизонтальной плоскости  $20\lambda-30\lambda$ , т.е. примерно 1,5 м шириной и 0,6 м высотой [10]. Соответственно, ширина ДНА решетки по горизонтали  $\theta_{az}$  и вертикали  $\theta_{el}$ , определяемая при условии равномерного амплитудного распределения поля в раскрыве антенны только по линейным размерам решетки, составит [10]

$$\theta_{az} = \frac{\lambda}{1,5} \cdot \frac{180}{\pi} = 1,2^\circ;$$

$$\theta_{el} = \frac{\lambda}{0,6} \cdot \frac{180}{\pi} = 3^\circ.$$

Рассмотрим применение в качестве антенной системы следующие устройства:

- Зеркальная антенна. Способна работать в широкой и сверхширокой мгновенной полосах частот, для которых достижима практически постоянная ширина ДНА в 50%-й полосе частот [10], т.е. до 2000 МГц и выше в X-диапазоне частот. Обеспечивает высокий уровень помехозащитности РЛС за счет низкого уровня боковых лепестков ДНА [10]. Недостатком является механическое сканирование ДНА.
- Волноводно-щелевая антенная решетка. Обладает достоинствами зеркальной антенны, а также меньшими габаритами, кроме мгновенной полосы частот, ограниченной в X-диапазоне значением 200 МГц. Недостатком является механическое сканирование ДНА. Примерно такое же значение мгновенной полосы частот, как для волноводно-щелевой антенной решетки, обеспечивает применение в РЛС пассивной фазированной антенной решетки.
- Активная фазированная антенная решетка. Имеет мгновенную полосу частот порядка 1 ГГц и обеспечивает электронное сканирование ДНА.

Существенным недостатком антенной решетки с применением усилительных полупроводниковых каскадов в приеме-передающих модулях и в общем случае активного формирования ДНА на прием является повышенная уязвимость для систем радиоэлектронной борьбы как следствие низкого динамического диапазона маломощных усилителей приема-передающих модулей (порядка 80–90 дБ) и отсутствия частотной и пространственной избирательности каждого отдельного элемента данной антенной решетки [10].

Коэффициент потерь в атмосфере для длины волны 3 см на уровне моря принят равным 1,0046 на километр (0,02 дБ/км) [11]. Тогда на дальности 300 км затухание составит 6 или 4 дБ [11]. Требуется обеспечить максимальную дальность скрытного визирования (при этом  $K_t(D) > 1$ ) кораблей с эффективной площадью рассеивания 10000 и 40000 м<sup>2</sup> на дистанции 300 км. Из формулы (5) следует, что для скрытного обнаружения морской цели потребуется время когерентного накопления:

$$T_{ac} = \frac{4\pi K_t Q_s q_r D^2 G_{ir} L(D, \lambda)}{\sigma G_r \Delta F_{ir} q_{ir}}. \quad (6)$$

Минимально допустимая скважность сигнала МРЛС  $Q_s = 3$ . Для расчета времени  $T_{ac}$  вероятная величина порогового отношения сигнал/шум, необходимая для обнаружения сигнала МРЛС станцией РТР, принята равной  $q_r = -7$  дБ, т.к. при отношении сигнал/шум входного сигнала приемника РТР ниже  $-7$  дБ эффективность некогерентного интегрирования результатов дискретного (быстрого) преобразования Фурье в приемнике РТР для увеличения отношения сигнал/шум выше значений 5–10 дБ, необходимых для обнаружения разведываемых сигналов, начинает резко уменьшаться [7]. Необходимое отношение сигнал/шум на входе приемника МРЛС принято равным  $q_{ir} = 13$  дБ.

Расчеты по формуле (6) показывают, что время, необходимое для когерентного накопления пачки отраженных сигналов и скрытного обнаружения надводного объекта с ЭПР 10000 м<sup>2</sup> на дальности 200 км, равно  $T_{ac10000} = 0,12$  с.

Расчет времени скрытного обзора сектора морской поверхности в  $120^\circ$  на дальности 150 км проводится для времени обзора (когерентного накопления отраженного сигнала) одного направления  $T_{ac} = 0,12$  с. С учетом ширины ДНА, равной  $1,2^\circ$ , при сканировании пространства с перекрытием в половину ширины ДНА получаем время обзора сектора морской поверхности

$$T_{\text{обзора}} = \frac{T_{ac} \cdot 1,5 \cdot 120}{1,2} = 18 \text{ с.}$$



Длительность импульса со сложной внутриимпульсной модуляцией обзорной МРЛС должна быть выбрана с учетом требования высокой вероятности обнаружения цели на фоне помеховых отражений от морской поверхности. То есть необходимо превышение уровня полезного сигнала над уровнем фона в несколько раз. Например, для получения вероятности правильного обнаружения  $P_{по} = 0,8$  при вероятности ложной тревоги  $P_{лт} = 10^{-4}$  требуется, чтобы отношение сигнал/фон было равно 70 [5].

Учитывая максимальный размер обнаруживаемых кораблей порядка 300 м, рассчитаем ЭПР пятна моря, попадающего в элемент разрешения РЛС. Для этого принята пространственная длина зондирующего импульса  $D_{зи}$ , в 1,5 раза превышающая 300 м, тогда длительность зондирующего импульса можно рассчитать как

$$T_{зи} = \frac{D_{зи}}{c}, \quad (7)$$

где  $c$  – скорость света.

Следовательно,  $T_{зи} = 1,5$  мкс. При обнаружении кораблей на дальности свыше  $D = 50$  км, т.е. при угле падения луча ДНА РЛС меньше  $20^\circ$ , даже при волнении 5 баллов удельная отражающая площадь морской поверхности не превышает  $\sigma = 10^{-3}$  на  $1 \text{ м}^2$ , или  $-30$  дБ [11]. Тогда по формуле

$$S = 2\sigma D_{зи} \text{tg}(\varphi) D \quad (8)$$

при ширине ДНА РЛС порядка  $\varphi_A = 1^\circ$  эффективная площадь рассеяния морского пятна отражения фона составит  $S = 800 \text{ м}^2$ .

Следовательно, для обеспечения высокой вероятности правильного обнаружения минимальная ЭПР кораблей не может быть меньше нескольких тысяч квадратных метров (в пределах 2000–5000  $\text{м}^2$ ).

Дальность обнаружения целей определяют энергией сигнала на входе приемника, поэтому при ограничениях на импульсную мощность передатчика целесообразно использовать сигналы малой скважности. Однако слишком малая скважность влечет за собой значительные размеры мертвой зоны РЛС. Очевидно, что в этом случае диапазон дальностей МРЛС должен быть разделен на соответствующие шкалы, в пределах которых следует применять различные периоды повторения и длительности зондирующих сигналов.

Современные технологии цифрового формирования сигналов обеспечивают мгновенную полосу частот порядка  $\Delta f_{рлс} = 1000\text{--}2000$  МГц, также благодаря использованию многочастотных зондирующих сигналов типа OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением) возможно формирование сигналов в сверхширокой полосе частот за счет формирования широкополосных

зондирующих сигналов как минимум на нескольких поднесущих OFDM. Приемо-передающий тракт РЛС с многочастотными зондирующими сигналами может быть построен из различных, оптимальных для каждого диапазона частот, трактов обработки и антенных систем, также могут использоваться сравнительно низкоскоростные АЦП и ЦАП. При этом благодаря применению узкополосной фильтрации на каждой поднесущей зондирующего OFDM-сигнала РЛС получает большие динамический диапазон и чувствительность. За счет использования методов прямого расширения спектра для каждой поднесущей OFDM-сигнала при сохранении определенного уровня средней мощности уменьшается спектральная плотность мощности зондирующего сигнала, т.е. улучшается скрытность МРЛС.

Из рассмотренных типов антенн для применения широкополосных зондирующих сигналов типа OFDM наиболее подходящими являются активные фазированные антенные решетки и зеркальные антенны. При этом реализация в РЛС с активными фазированными антенными решетками широкополосных многочастотных зондирующих сигналов осложняется необходимостью задания на каждой поднесущей OFDM-сигнала своего сдвига фаз для каждого элемента антенной решетки, что исключает использование аналоговых линейных ферритовых фазовращателей в этой решетке [10]. Реализация же цифровой активной фазированной антенной решетки приводит к описанному выше снижению помехоустойчивости всей МРЛС. В то же время для зеркальной антенны, на современном уровне технологий возможно реализовать единый широкополосный приемо-передающий СВЧ-тракт в широком динамическом диапазоне мощности приемных сигналов [10]. Таким образом, для построения МРЛС обзора морской поверхности наиболее целесообразно использовать зеркальную антенну.

Из формулы (5) при условии  $K_t(D) = 1$  выражение для порога отношения сигнал/шум приемника РТР имеет вид

$$Q_{ir}(D) = \frac{4\pi q_r D^2 G_{ir} L(D, \lambda)}{\sigma G_r \Delta F_{ir}} \cdot \frac{Q_S}{T_{ac}}. \quad (9)$$

Пороги обнаружения сигнал/шум разведываемых сигналов в станциях РТР разных производителей могут сильно отличаться за счет применения различных аппаратно-программных методов обнаружения радиолокационных сигналов. В этом случае имеет смысл провести оценку дальности скрытного обнаружения кораблей для большого диапазона изменения порога сигнал/шум обнаружения сигналов РЛС станцией РТР – примерно от  $-20$  до  $10$  дБ. Оценка возможностей скрытной работы МРЛС по формулам (5) и (9) сделана для следующих исходных данных:

- высота МРЛС над поверхностью земли – 4 км (тогда дальность до радиогоризонта равна 230 км [5]; время когерентного накопления сигналов  $T_{ac} = 0,12$  с);
- скважность сигнала  $Q_s = 3$ ;
- мгновенная полоса частот зондирующих сигналов РЛС:
  - $\Delta f_{рлс} = 2000$  МГц – для РЛС с зеркальной антенной (график 1, рис. 1 и 2);
  - $\Delta f_{рлс} = 1000$  МГц – для РЛС с активной фазированной антенной решеткой (график 2, рис. 1 и 2);
  - $\Delta f_{рлс} = 200$  МГц – для волноводно-щелевой антенной решетки РЛС (график 3, рис. 1 и 2);
- коэффициент усиления приемной антенны станции РТР  $G_{ir} = 50$ , что соответствует ширине диаграммы направленности приемной антенны  $25^\circ$ ;
- коэффициент усиления антенны РЛС для принятых размеров 1,5 м на 0,6 м  $G_t = G_r = 7900$  и ширина ДНА РЛС в горизонтальной плоскости  $\theta_b = 1,2^\circ$ ;
- ЭПР кораблей  $\sigma = 2000, 10\,000$  и  $40\,000$  м<sup>2</sup>.

Расчет зависимости коэффициента скрытности  $K_s(D)$  по формуле (5) для принятых параметров МРЛС приведен на рис. 1 и 2.

Точки пересечения графиков  $K_s(D) = 1$  соответствуют максимальной дальности скрытной работы МРЛС для обнаружения кораблей с минимально возможной для данной дальности ЭПР и мощности передатчика МРЛС.

Для расчета минимальной импульсной мощности передатчика, при которой обеспечивается скрытная работа МРЛС с зеркальной антенной по целям с различной ЭПР по формуле (1), приняты следующие параметры работы:

- скважность зондирующего сигнала МРЛС  $Q_s = 3$ ;
- время когерентного накопления сигналов МРЛС  $T_{ac} = 0,12$  с;
- порог обнаружения станции РТР сигнал/шум –  $-7$  дБ;
- ЭПР объектов  $\sigma = 10\,000$  и  $40\,000$  м<sup>2</sup>.

Тогда для максимальной дальности скрытной работы 200 и 310 км (см. рис. 1, 2) импульсная мощность зондирующих сигналов МРЛС равна соответственно 1,8 и 7,2 Вт.

Результаты расчетов по формуле (9) по оценке максимальной дальности скрытной работы МРЛС для диапазона изменения порога сигнал/шум обнаружения сигнала МРЛС станцией РТР от  $-20$  до  $10$  дБ для разных ЭПР обнаруживаемых кораблей представлены на рис. 3–5.

Приведенные расчеты верны для случая размещения станции РТР на борту корабля. Если станция РТР расположена к МРЛС ближе исследуемых объектов, то сигналы РЛС будут обнаружены станцией РТР.

### Результаты исследования

Дальности скрытного обнаружения МРЛС крупных надводных кораблей (с ЭПР 2000–40 000 м<sup>2</sup>) и частота скрытного обзора заданного сектора пространства находятся в сильной обратно-пропорциональной зависимости от чувствительности, времени интегрирования результатов быстрого преобразования Фурье сигналов приемников РТР, корреляционной обработки сигналов в системах РТР и могут изменяться в несколько раз – от нескольких десятков до нескольких сотен километров. Также темп

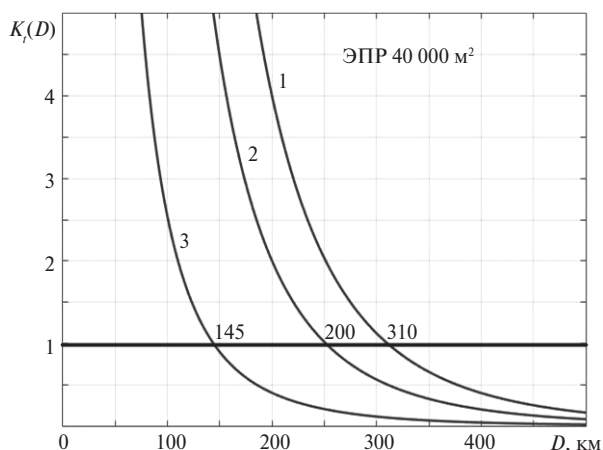


Рисунок 1. Зависимости коэффициента скрытности работы МРЛС от дальности для кораблей с ЭПР 40 000 м<sup>2</sup> для разных типов антенн: 1 – зеркальная антенна; 2 – активная фазированная антенная решетка; 3 – волноводно-щелевая антенная решетка

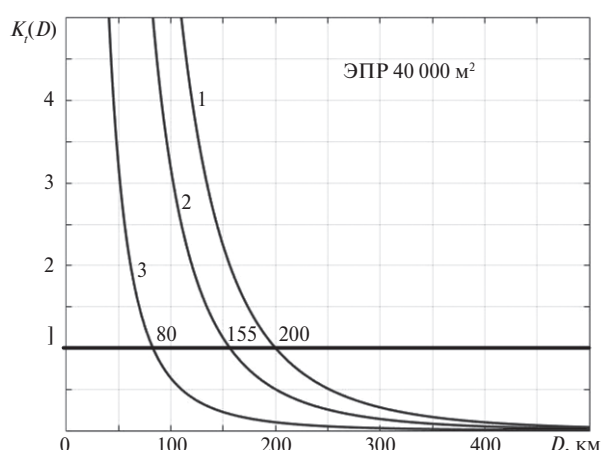


Рисунок 2. Зависимости коэффициента скрытности работы МРЛС от дальности для кораблей с ЭПР 10 000 м<sup>2</sup> для разных типов антенн: 1 – зеркальная антенна; 2 – активная фазированная антенная решетка; 3 – волноводно-щелевая антенная решетка

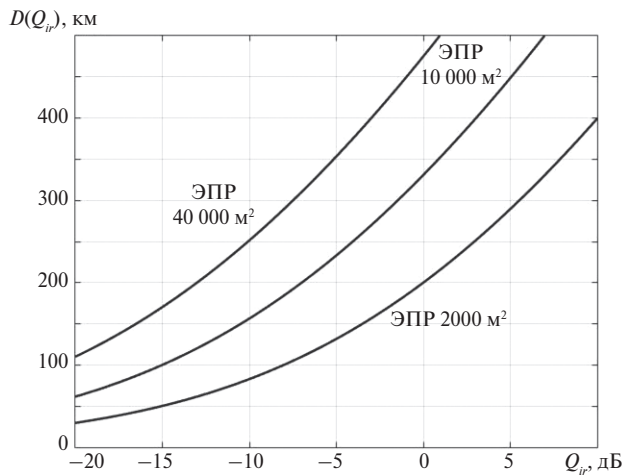


Рисунок 3. Зависимости максимальной дальности скрытного обнаружения кораблей с разными ЭПР от порога сигнал/шум обнаружения сигнала станцией РТР для МРЛС с зеркальной антенной с мгновенной полосой зондирующего сигнала 2 ГГц

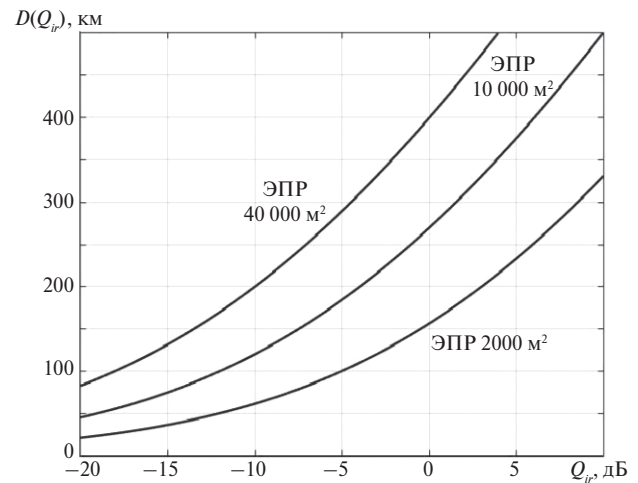


Рисунок 4. Зависимости максимальной дальности скрытного обнаружения кораблей с разными ЭПР от порога сигнал/шум обнаружения сигнала станцией РТР для МРЛС с активной фазированной антенной решеткой с мгновенной полосой зондирующего сигнала 1 ГГц

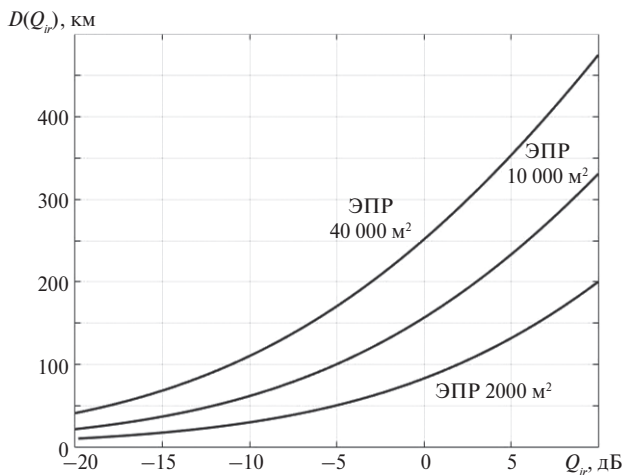


Рисунок 5. Зависимости максимальной дальности скрытного обнаружения кораблей с разными ЭПР от порога сигнал/шум обнаружения сигнала станцией РТР для МРЛС с волноводно-щелевой антенной решеткой с мгновенной полосой зондирующего сигнала 200 МГц

скрытного обзора МРЛС может меняться от десятков секунд до нескольких минут. По мере улучшения перечисленных параметров систем РТР скрытное обнаружение даже самых крупных объектов с ЭПР,

составляющей несколько десятков тысяч метров, на дальности свыше 100 км приводит к увеличению времени когерентного накопления приемных сигналов до 0,1–1,0 с и замедлению темпов обзора пространства до нескольких десятков секунд.

### Выводы

По результатам проведенных исследований можно сделать вывод, что для обеспечения помехозащищенности работы обзорной РЛС необходимы:

- увеличение мгновенной полосы зондирующих импульсов РЛС по отношению к полосе работы систем РЭБ, что приводит к необходимости улучшения требуемой чувствительности приемников РТР;
- уменьшение уровня собственного шума приемников РЛС;
- разработка и поиск новых типов внутриимпульсной модуляции зондирующих сигналов РЛС, затрудняющих выявление радиолокационного сигнала и типа модуляции системами РТР;
- учитывая возможности некогерентного интегрирования сигналов в станции РТР, требуется уменьшать длительность когерентного накопления принимаемых сигналов в РЛС.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Червяков Г. Г., Роздобудько В. В. Введение в радиооптику. М.: Учебная литература, 2009. 260 с.
2. Проклов В. В., Ушаков В. Н. Акустооптические процессоры спектрального типа. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.
3. Куприянов А. И., Сахаров А. В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. М.: ЗАО «Вузовская книга», 2007. 356 с.

4. Егоров Н., Кочемасов В. Технология цифровой радиочастотной памяти и ее применение в система РЭБ // *Электроника: НТБ*. 2016. № 10. С. 62–71.
5. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / П. И. Дудник, Г. С. Кондратенков, Б. Г. Татарский, А. Р. Ильчук, А. А. Герасимов. М.: ВВИА им. Жуковского, 2006. 1112 с.
6. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
7. Peis F. E. Detecting and classifying low probability of intercept radar. London, Artech house, 2009, 857 p.
8. Суворов А. Ф., Ворник С. И. Анализ возможностей средств радиотехнической разведки противника при радиоэлектронном противодействии радиолокационным каналам высокоточного оружия // *Актуальные проблемы защиты и безопасности: труды 18-й Всероссийской научно-практической конференции ВМФ России*. 2015. Т. 4.
9. Суворов А. Ф., Ворник С. И. Направления повышения скрытности радиолокационных каналов высокоточного оружия в условиях радиоэлектронного противодействия противника // *Актуальные проблемы защиты и безопасности: труды 18-й Всероссийской научно-практической конференции ВМФ России*. Т. 4. 2015.
10. Воскресенский Д. И. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
11. Сколник М. Справочник по радиолокации. М.: Советское радио, 1976. Т. 1. 456 с.

## REFERENCES

1. Chervyakov G. G., Rozdobudko V. V. *Vvedenie v radiooptiku* [Introduction to radio-optics]. Moscow, Uchebnaya literatura Publ., 2009, 260 p. (In Russian).
2. Proklov V. V., Ushakov V. N. *Akustoopticheskie protsessory spektralnogo tipa* [Acousto-optic processors of spectral type]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2012, 192 p. (In Russian).
3. Kupriyanov A. I., Sakharov A. V. *Teoreticheskie osnovy radioelektronnoi borby* [Theoretical fundamentals of electronic warfare]. Moscow, ZAO «Vuzovskaya kniga» Publ., 2007, 356 p. (In Russian).
4. Egorov N., Kochemasov V. Technology of digital radio frequency memory and its application in EW systems. *Elektronika: NTB*, 2016, no. 10, pp. 62–71. (In Russian).
5. Dudnik P. I., Kondratenkov G. S., Tatarskii B. G., Ilchuk A. R., Gerasimov A. A. *Aviatsionnye radiolokatsionnye komplekсы i sistemy* [Aviation radar complexes and systems]. Moscow, VVIA im. Zhukovskogo Publ., 2006. 1112 p. (In Russian).
6. Grigorev L. N. *Tsifrovoye formirovaniye diagrammy napravlennoy v fazirovannykh antennykh reshetkakh* [Digital beam forming in phased array antennas]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2010, 144 p. (In Russian).
7. Peis F. E. Detecting and classifying low probability of intercept radar. London, Artech house, 2009, 857 p.
8. Suvorov A. F., Vornik S. I. Analysis of the capabilities of enemy electronic reconnaissance equipment in radio-electronic counteraction to radar channels of high-precision weapons. *Aktualnye problemy zashchity i bezopasnosti. Proceedings of the 18<sup>th</sup> All-Russian Scientific and Practical Conference of the Russian Navy*, 2015, vol. 4. (In Russian).
9. Suvorov A. F., Vornik S. I. Technological directions for enhancing security of radar channels of high-precision weapons in conditions of electronic enemy counteraction. *Aktualnye problemy zashchity i bezopasnosti. Proceedings of the 18<sup>th</sup> All-Russian Scientific and Practical Conference of the Russian Navy*, 2015, vol. 4. (In Russian).
10. Voskresenskii D. I. *Proektirovaniye fazirovannykh antennykh reshetok* [Design of phased array antennas]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2012, 744 p. (In Russian).
11. Skolnik M. *Spravochnik po radiolokatsii* [Handbook of radars]. Moscow, Sovetskoye radio Publ., 1976, vol. 1, 456 p. (In Russian).

## ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРЕ

**Кулышев Никита Алексеевич**, инженер, АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс»», Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, тел.: +7 (812) 777-50-51, доб. 116, e-mail: kultyshev\_na@radar-mms.com.

## AUTHOR

**Kultyshev Nikita**, engineer, Research and Production Enterprise Radar mms JSC, 37A, Novoselkovskaya ulitsa, Saint-Petersburg, 197375, Russia, tel.: +7 (812) 777-50-51, add. 116, e-mail: kultyshev\_na@radar-mms.com.