

Совместное применение технологий снижения радиолокационной заметности и противорадиолокационной маскировки для защиты летательных аппаратов от систем дистанционного мониторинга

С.Н. Разиньков, О.Э. Разинькова

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
394064, Россия, г. Воронеж,
ул. Старых Большевиков, 54а

Аннотация – С использованием спектральных энергетических уравнений передачи-приема волновых процессов в радиоканале с рассеянием на объекте и прямом радиоканале проведен анализ энергетических соотношений информационных сигналов и активных маскирующих помех на входах приемников систем дистанционного мониторинга. Меры по снижению заметности направлены на изменение отражательных сигнатур объектов в интересах сокращения демаскирующих признаков, содержащихся во вторичном электромагнитном излучении, до пределов, исключающих выполнение задач радиолокационного мониторинга на установленных дистанциях и интервалах времени. Активные помехи предназначены для маскировки информационных сигналов в приемных каналах радиолокаторов при мощности, не позволяющей выявлять их постановщики средствами пассивной радиолокации. При совместном применении средств снижения заметности и постановщиков активных помех коэффициент уменьшения дальности действия радиолокатора определяется произведением коэффициента, характеризующего возможности автономной маскировки информационных сигналов, и коэффициента, достижимого за счет уменьшения мощности вторичного электромагнитного излучения, во второй степени. Исследованы закономерности повышения скрытности летательных аппаратов от радиолокационного наблюдения при совместном применении технологий снижения радиолокационной заметности и маскировки преднамеренными помехами, создаваемыми с бортов защищаемых объектов и из вынесенных точек. Для сохранения на выходе приемника требуемого отношения сигнал-шум с уменьшением длительности зондирующего сигнала необходимо пропорционально увеличивать плотность излучаемой энергии. При заданных размерах антенн максимальная дальность передачи сигнала пропорциональна корню квадратному их циклической частоты несущей; увеличение данного параметра приводит к повышению парциальных коэффициента направленного действия и эффективной площади антенны. С уменьшением циклической частоты несущей зондирующего сигнала для сохранения требуемых направленных свойств антенн необходимо увеличивать их габариты.

Ключевые слова – радиолокационная заметность; противорадиолокационная маскировка; энергетическое уравнение радиоканала.

Введение

Совершенствование технических характеристик радиолокационных станций (РЛС) и реализация способов обнаружения и распознавания воздушных объектов, совершающих обманные маневры и полеты на малых высотах, при критически низких уровнях различимости информационных сигналов на фоне шумов приемных устройств [1] определяют важность повышения эффективности защиты летательных аппаратов (ЛА) от систем дистанционного мониторинга воздушного пространства.

Один из путей обеспечения скрытности применения ЛА базируется на совместном использовании технологий снижения радиолокационной заметности [2] и маскировки активными помехами [3]. Меры по снижению заметности направлены на изменение отражательных сигнатур объектов [2] в интересах сокращения демаскирующих признаков, содержащихся во вторичном электромагнитном излучении,

до пределов, исключающих выполнение задач радиолокационного мониторинга на установленных дистанциях и интервалах времени. Активные маскирующие помехи предназначены для энергетического подавления информационных сигналов в приемных каналах радиолокаторов при мощности, не позволяющей выявлять их постановщики средствами пассивной радиолокации [1; 3]. Помехи могут создаваться с борта защищаемого ЛА в режиме самоприкрытия (индивидуальной защиты), а также из вынесенной точки в режиме прикрытия из зон (индивидуально-взаимной защиты) [3].

Эмэнджентный характер разнородных технологий защиты обусловлен тем, что уменьшение эффективных площадей рассеяния (ЭПР), характеризующих предельную фоновую контрастность объектов, снижает требования к мощности маскирующих излучений, способных нарушать устойчивость процессов радиолокационного мониторинга. При совместном применении средств

снижения заметности и постановщиков активных помех коэффициент уменьшения дальности действия радиолокатора определяется произведением коэффициента, характеризующего возможности автономной маскировки информационных сигналов, и коэффициента, достижимого за счет уменьшения мощности вторичного электромагнитного излучения, во второй степени [3].

Таким образом, кооперирование способов защиты обуславливает синергетический эффект прироста скрытности ЛА относительно показателя, достижимого при мультипликативном объединении результатов уменьшения ЭПР и постановки преднамеренных помех РЛС.

В предлагаемой работе на основе спектральных энергетических уравнений передачи-приема волновых процессов в радиоканалах [4; 5] получены энергетические соотношения информационных сигналов и активных помех на входах приемников РЛС и оценены их уровни, обеспечивающие скрытность ЛА при снижении ЭПР.

Цель работы – анализ закономерностей маскировки информационных сигналов активными помехами и оценка достижимых показателей уменьшения дальности действия РЛС при совместном применении средств снижения заметности и комплексов индивидуальной и индивидуально-взаимной защиты ЛА.

1. Энергетические уравнения передачи-приема информационных сигналов РЛС

Для нахождения зависимости энергии $W_R^{(q_R)}(\theta)$ информационных сигналов РЛС с зондирующим излучением в виде последовательности импульсов с периодом повторения T_R , от направления прихода информационного сигнала θ используем спектральное энергетическое уравнение передачи-приема негармонических волновых процессов в радиоканале с рассеянием на объекте [5]

$$W_R^{(q_R)}(\theta) = \frac{\bar{P}_R T_R}{16\pi^2 R_R^4 \Delta\omega} \int_{\omega_0 - \Delta\omega/2}^{\omega_0 + \Delta\omega/2} D_R^{(q_R)}(\omega, \theta) \times \sigma_\omega(\omega, \theta) A_R^{(q_R)}(\omega, \theta) d\omega, \quad (1)$$

где \bar{P}_R – средняя мощность зондирующего излучения; $D_R^{(q_R)}(\omega, \theta)$ – парциальный коэффициент направленного действия антенны в режиме излучения сигналов; $A_R^{(q_R)}(\omega, \theta)$ – парциальная эффективная площадь антенны в режиме приема сигналов;

$\sigma_\omega(\omega, \theta)$ – парциальное распределение ЭПР цели; R_R – расстояние между РЛС и объектом; ω_0 и $\Delta\omega$ – среднее значение и ширина полосы циклических частот ω сигнала на входе приемника.

Монотонное убывание энергии информационного сигнала РЛС $W_R^{(q_R)}(\theta)$ по мере возрастания дальности до цели по закону R_R^{-4} при любых значениях θ обусловлено тем, что величина R_R превышает границы дальних зон объекта и антенн РЛС [4; 5] на верхних частотах эквивалентных спектров зондирующего и информационного сигналов [6].

При равномерном синхронном возбуждении приемопередаточной поверхности с монотонно убывающим на краях распределением токов высокочастотным сигналом парциальный КНД антенны удовлетворяет распределению [7]

$$D_R^{(q_R)}(\omega, \theta) = D_{R0}^{(q_R)}(\theta) \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{q_R}, \quad (2)$$

$$\omega \in \left[\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \right],$$

где $D_{R0}^{(q_R)}(\theta)$ – парциальный КНД антенны на циклической частоте ω_0 ; q_R – показатель степени распределения (2) в полосе циклических частот $\Delta\omega$; для согласования диапазонных антенных систем с распределительными линиями, значения q_R должны изменяться в пределах от 0 до 2. Согласно [5; 8], показатель $q_R = 0$ характерен для парциальных КНД щелевых антенных решеток и зеркальных антенн с частотно-независимыми облучателями и рефлекторами с монотонно изменяющимися коэффициентами отражения. Значение $q_R = 1$ целесообразно использовать при представлении зависимостей $D_R^{(q_R)}(\omega, \theta)$ для антенных решеток волноводного типа с линейными передаточными функциями фидерных трактов. Степенными функциями с показателем $q_R = 2$ представляются зависимости (2) для зеркальных антенн с облучателями, положение фазовых центров которых зависит от текущего значения циклической частоты спектра сигнала.

По аналитическим свойствам угловых зависимостей парциальных КНД $D_{R0}^{(q_R)}(\theta)$ указанные антенные системы могут быть объединены в две группы.

Для антенн первой группы ($p = 1$), к числу которых относятся зеркальные антенны, содержащие рефлекторы с монотонно изменяющимися коэффициентами отражения ($q_R = 0$) и облучатели с переменным положением фазовых центров ($q_R = 2$),

распределение $D_{R0}^{(q_R)}(\theta)$ может быть представлено выражением

$$D_{R0}^{(q_R)}(\theta) = D_{R0}^{(q_R,1)} \cos^2 \theta, \quad q_R = 0, 2, \quad (3)$$

где $D_{R0}^{(q_R,1)}$ – коэффициент, равный значению функции (3) при $\theta = 0$.

Для антенных решеток щелевого ($q_R = 0$) и волноводного ($q_R = 1$) типов, образующих вторую группу антенных систем ($p = 2$), парциальные КНД на циклической частоте ω_0 вычисляются по правилу

$$D_{R0}^{(q_R)}(\theta) = D_{R0}^{(q_R,2)} \cos^4 \left(\frac{\theta}{2} \right), \quad q_R = 0, 1. \quad (4)$$

где $D_{R0}^{(q_R,2)} = D_{R0}^{(q_R)}(\theta = 0)$ – коэффициент, вычисляемый по аналогии с $D_{R0}^{(q_R,1)}$ для распределения (4).

Исходя из принципа взаимности направленных свойств передающих и приемных антенн [8] и используя соотношение между КНД и эффективной площадью антенны на центральной циклической частоте [8; 9], взаимосвязь функции $A_R^{(q_R)}(\omega, \theta)$ с распределением $D_R^{(q_R)}(\omega, \theta)$ в полосе циклических частот $\Delta\omega$ представим в виде

$$A_R^{(q_R)}(\omega, \theta) = \frac{\pi c^2}{\omega^2} D_R^{(q_R)}(\omega, \theta), \quad q_R = 0, 1, 2, \quad (5)$$

$$\omega \in \left[\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \right],$$

где c – скорость света.

Парциальные ЭПР отражателей с характерными размерами a , удовлетворяющими условию $\frac{\omega a}{c} \geq 5$, в секторах углов θ , где выполняется требование $\frac{\omega a}{c} \sin \theta \leq 2$, могут быть аппроксимированы степенной функцией [6]

$$\sigma_\omega(\omega, \theta) = \tilde{\alpha}_0 a^4 \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \cos^4 \left(\frac{\theta}{2} \right), \quad (6)$$

где $\tilde{\alpha}_0$ – геометрический параметр, определяемый типом отражателя. Для уголкового отражателя с треугольными, прямоугольными и полукруглыми гранями длиной a геометрический параметр принимает значения $\tilde{\alpha}_0 = 1/3\pi$, $\tilde{\alpha}_0 = 3/\pi$ и $\tilde{\alpha}_0 = 3/4\pi$ соответственно; для квадратной пластины с длиной стороны a , расположенной перпендикулярно направлению облучения, $\tilde{\alpha}_0 = 1/\pi$; для идеально проводящего диска и линзы Люнеберга радиуса a коэффициент $\tilde{\alpha}_0 = \pi$ [9].

В результате подстановки (2) с учетом (3), (4), а также (5) (6) в (1) получим энергетические уравнения для информационных сигналов РЛС:

– при $q_R = 0$

$$W_R^{(0)}(\theta) = \frac{\left(D_{R0}^{(0,p)} \right)^2 \bar{P}_R T_R \tilde{\alpha}_0 a^4}{16\pi R_R^4} \times \cos^{4p} \left(\frac{\theta}{p} \right) \cos^4 \left(\frac{\theta}{2} \right), \quad p = 1, 2, \quad (7)$$

– при $q_R = 1$

$$W_R^{(1)}(\theta) = \frac{\left(D_{R0}^{(1,2)} \right)^2 \bar{P}_R T_R \tilde{\alpha}_0 a^4}{16\pi R_R^4} \times \left(1 + \frac{K_{\Delta\omega}^2}{3} \right) \cos^{12} \left(\frac{\theta}{2} \right), \quad (8)$$

– при $q_R = 2$

$$W_R^{(2)}(\theta) = \frac{\left(D_{R0}^{(2,1)} \right)^2 \bar{P}_R T_R \tilde{\alpha}_0 a^4}{16\pi R_R^4} \times \left(1 + 2K_{\Delta\omega}^2 + \frac{K_{\Delta\omega}^4}{5} \right) \cos^4 \theta \cos^4 \left(\frac{\theta}{2} \right), \quad (9)$$

где $K_{\Delta\omega} = \frac{\Delta\omega}{2\omega_0}$ – относительная полуширина полосы сигнала РЛС.

Дальность действия РЛС пропорциональна корню квадратному из ширины полосы частот зондирующих сигналов [5]; по ее предельному значению, при котором информационный сигнал различим на фоне шумов приемника, устанавливается максимально возможный период следования зондирующих импульсов [9]. По мере сокращения периода следования импульсов при предельно допустимой средней плотности мощности излучения, ограниченной требованиями к скрытности РЛС, пропорционально снижается плотность энергии зондирующих сигналов [4]. При этом период следования импульсов находится из условий, что прием каждого сигнала, отраженного от радиолокационной цели, осуществляется до начала излучения очередного импульса [9], а за время облучения должно быть принято число сигналов, обеспечивающих при некогерентном накоплении отношение сигнал-шум на входе приемника, необходимое для выполнения функций радиолокационном мониторинге [3]. Средняя мощность передатчика РЛС при фиксированном уровне спектральной плотности может быть повышена пропорционально ширине полосы, занимаемой сигналами, за счет увеличения частоты повторения [4].

При $q_R = 0$ и $q_R = 1$ энергия информационного сигнала, занимающего полосу с относительной полушириной $K_{\Delta\omega} = 0,5$, возрастает на 8 % по сравнению с энергией информационного сигнала РЛС, оснащенной антенной с парциальным КНД, изменяющимся в диапазоне рабочих частот по линейному закону. За счет использования антенны с показателем зависимости $q_R = 2$ энергия сигнала увеличивается относительно уровня, достижимого при применении антенн с частотно-независимыми парциальными КНД, примерно на 50 %.

2. Энергетические уравнения передачи-приема помех РЛС

Энергию активных помех $W_H^{(q_H)}(\theta)$, создаваемых комплексами индивидуальной и индивидуально-взаимной защиты ЛА, оценим с использованием спектрального энергетического уравнения передачи-приема волновых процессов в прямом радиоканале [5]

$$W_H^{(q_H)}(\theta) = \frac{\bar{P}_H T_H}{4\pi R_H^2 \Delta\omega} \times \int_{\omega_0 - \Delta\omega/2}^{\omega_0 + \Delta\omega/2} D_H^{(q_H)}(\omega, \theta) A_R^{(q_R)}(\omega, \theta) d\omega, \quad (10)$$

где \bar{P}_H и $D_H^{(q_H)}(\omega, \theta)$ – средняя мощность и парциальный КНД антенны постановщика помех; T_H – период повторения импульсов в помеховой последовательности; R_H – расстояние между РЛС и постановщиком помех, превышающее границы дальних зон их антенных систем на верхних частотах эквивалентных спектров мешающих излучений; в режиме самоприкрытия ЛА $R_H = R_R$. Распределение $D_H^{(q_H)}(\omega, \theta)$ находится на основе выражений (2)–(4) путем замены индекса «R» на «H»; символ « q_H » приобретает смысл показателя степенной функции, устанавливающей зависимость парциального КНД антенны постановщика помех от текущего значения циклической частоты в полосе $\Delta\omega$.

При представлении парциальных КНД антенн $D_R^{(q_R)}(\omega, \theta)$, $q_R = 0, 1, 2$, и $D_H^{(q_H)}(\omega, \theta)$, $q_H = 0, 1, 2$, степенными функциями и вычислении значений входящих в них выражений $D_{R0}^{(q_R)}(\theta)$ и $D_{H0}^{(q_H)}(\theta)$ в соответствии с (3), (4) уравнение (10) приобретает вид:

– при $q_R = 0$

$$W_H^{(0)}(\theta) = \frac{D_{R0}^{(0,p)} \bar{P}_H c^2 T_H}{4\pi \omega_0^2 R_H^2} \times F_{q_H}^{(0)}(\theta; m) \cos^{2p}\left(\frac{\theta}{p}\right), \quad p = 1, 2, \quad (11)$$

где

$$F_{q_H}^{(0)}(\theta; m) = \begin{cases} \frac{D_{M0}^{(0,m)}}{1 - K_{\Delta\omega}^2} \cos^{2m}\left(\frac{\theta}{m}\right), & m = 1, 2 \text{ при } q_H = 0; \\ \frac{D_{H0}^{(1,2)}}{K_{\Delta\omega}} \ln\left[\frac{1 + K_{\Delta\omega}}{1 - K_{\Delta\omega}}\right] \cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right) & \text{при } q_H = 1; \\ D_{H0}^{(2,1)} \cos^2 \theta & \text{при } q_H = 2, \end{cases} \quad (12)$$

– при $q_R = 1$

$$W_H^{(1)}(\theta) = \frac{D_{R0}^{(1,2)} \bar{P}_H c^2 T_H}{4\pi \omega_0^2 R_H^2} F_{q_H}^{(1)}(\theta; m) \cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right), \quad (13)$$

где

$$F_{q_H}^{(0)}(\theta; m) = \begin{cases} \frac{D_{M0}^{(0,m)}}{K_{\Delta\omega}} \ln\left[\frac{1 + K_{\Delta\omega}}{1 - K_{\Delta\omega}}\right] \cos^{2m}\left(\frac{\theta}{m}\right), & m = 1, 2 \text{ при } q_H = 0; \\ D_{H0}^{(1,2)} \cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right) & \text{при } q_H = 1; \\ D_{H0}^{(2,1)} \cos^2 \theta & \text{при } q_H = 2, \end{cases} \quad (14)$$

– при $q_R = 2$

$$W_H^{(2)}(\theta) = \frac{D_{R0}^{(2,1)} \bar{P}_H c^2 T_H}{4\pi \omega_0^2 R_H^2} F_{q_H}^{(2)}(\theta; m) \cos^2 \theta, \quad (15)$$

где

$$F_{q_H}^{(0)}(\theta; m) = \begin{cases} D_{M0}^{(0,m)} \cos^{2m}\left(\frac{\theta}{m}\right), & m = 1, 2 \\ \text{при } q_H = 0; \\ D_{H0}^{(1,2)} \cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right) & \text{при } q_H = 1; \\ D_{H0}^{(2,1)} \cos^2 \theta & \text{при } q_H = 2. \end{cases} \quad (16)$$

Из (16)–(18) следует, что при использовании в РЛС и постановщике помех антенн с показателями парциальных КНД $q_R = 0$ и $q_H = 2$, $q_R = 1$ и $q_H = 1, 2$, $q_R = 2$ и $q_H = 0, 1$ парциальные моменты переда-

чи-приема сигналов сохраняются неизменными в полосе частот. При $q_R = 0$ и $q_H = 2$ парциальный КНД антенны источника помех и парциальная эффективная поверхность антенны РЛС не зависят от циклической частоты. Поэтому парциальный момент передачи-приема помех определяется произведением $D_{R0}^{(0,p)}$, $q_R = 0, 1, 2$, $p = 1, 2$, и $D_{H0}^{(2,1)}$. Для таких антенн характерны минимальные потери излучаемой энергии, обусловленные фильтрацией низкочастотных составляющих спектров [4]. Вместе с тем, антенны с независимыми от частоты парциальными КНД имеют низкую эффективность передачи видеоимпульсов, спектральные функции которых содержат постоянные составляющие на нулевой циклической частоте.

Равные спектральные плотности мощности регулярных последовательностей импульсов обеспечиваются при использовании антенн с постоянными или изменяющимися по линейному закону парциальными КНД с одинаковыми значениями на центральной циклической частоте диапазона. Для передачи сигнала с относительной полушириной полосы частот $K_{\Delta\omega} = 0,5$ может быть использована антенна КНД, пропорциональным текущему значению циклической частоты во второй степени, величина которого на центральной циклической частоте составляет 0,92 относительно КНД с парциальным распределением при $q_R = 0$.

Период следования импульсов, занимающих полосу циклических частот с относительной полушириной $K_{\Delta\omega} = 0,5$, в радиоканале с антеннами, показатели парциальных КНД которых удовлетворяют соотношению $q_R + q_H = 1$, может быть снижен в 2,2 раза, что приводит к соответствующему увеличению передаваемой энергии.

3. Анализ эффективности защиты объектов от систем дистанционного мониторинга при автономном и совместном применении технологий снижения радиолокационной заметности и противорадиолокационной маскировки

Согласно (7)–(9), дальность действия РЛС пропорциональна линейным размерам и существенно зависит от формы объекта [4; 5]. Энергия информационного сигнала, рассеянного уголкового отражателем с прямоугольными гранями превышает уровень вторичного излучения уголкового отражателя с треугольными гранями в 9 раз. Замена уголкового отражателя с полукруглыми

гранями на отражатель с треугольными гранями, характеризуемым меньшими значениями парциальных ЭПР, приводит к возрастанию отношения сигнал-шум на входе приемника РЛС в 2,25 раза вследствие более высоких значений парциальной ЭПР. Дальность обнаружения объекта в виде идеально проводящей пластины, расположенной перпендикулярно направлению прихода зондирующего сигнала, превосходит расстояние, на котором достигаются тождественные вероятностно-временные показатели эффективности обнаружения идеально проводящего диска и линзы Люнеберга, в 1,77 раза. Максимальное значение R_R , при котором информационный сигнал различим на фоне собственных шумов приемника, для пластины, перпендикулярной направлению облучения, превышает величину, достижимую для уголкового отражателя с треугольными гранями, в 1,3 раз, для отражателей с прямоугольными и полукруглыми гранями – в 1,73 раз и 1,41 раз соответственно.

Высокой интенсивностью вторичного электромагнитного излучения характеризуются цилиндрические поверхности с резонансными и квазиоптическими электрическими размерами в направлении нормалей к образующим [9; 10]. Малыми ЭПР при значительной ширине диаграмм рассеяния обладают клин и конус, облучаемый со стороны вершин, а также шар и эллипсоид в направлении большой оси [10].

При равных размерах проекций наибольшие ЭПР в широких секторах углов имеют двух- и трехгранные образования с углами при вершинах 90° . Угловые зависимости ЭПР уголкового отражателя проявляются слабо, поскольку при изменении угла прихода облучающей волны отражение происходит практически в строго обратном направлении [9; 10].

Электромагнитное поле, рассеиваемое объектами с множеством доминирующих центров вторичного излучения [9], распределено в более узком секторе углов по сравнению с шириной диаграмм рассеяния отдельных отражателей, и характеризуется более слабой зависимостью от электрических размеров. Поэтому при формировании малоотражающей поверхности из состава объекта необходимо исключить многоэлементные конструкции (в частности, антенные решетки с резонансно рассеивающими излучателями) и скейлинговые структуры с масштабно-инвариантными размерами компонентов [11].

За счет нанесения на рассеивающие поверхности радиопоглощающих материалов и покрытий

в виде плоскостойких композитных сред [10] и киральных структур (метаматериалов) с пространственной анизотропией отражательных свойств ЭПР объектов уменьшаются на 10...20 дБ [12], что, согласно (7)–(9), приводит к сокращению дальности их обнаружения в 1,8...3,2 раза. При использовании частотно-поляризационных селективных отражательных экранов величина $\tilde{\alpha}_0$ в (6) может быть уменьшена на 4,5...6 дБ, обеспечивая сокращение дальности обнаружения цели в 1,3...1,4 раза. Применение отражательных динамических и адаптивных решеток с управляющими элементами на базе мощных р-и-п-диодов и сегнетокерамических конденсаторов [10; 13] обеспечивает снижения уровня вторичного излучения на 10...15 дБ, и как следствие, к уменьшению дальности обнаружения объектов в 1,8...2,4 раза.

Расстояние до радиолокационной цели значительно возрастает за счет повышения парциальных КНД антенных систем, которое может быть достигнуто вследствие увеличения их электрических размеров. При использовании линейной антенной решетки максимальная дальность действия РЛС изменяется пропорционально корню квадратному из ее эквивалентной длины; дальность действия в РЛС с апертурной антенной пропорциональна эквивалентному радиусу раскрытия антенны [4]. При фиксированных размерах антенны максимальное расстояние до объекта радиолокации возрастает по мере увеличения циклической частоты несущей сигнала в степени 0,5 вследствие повышения парциальных КНД. При фиксированных значениях $D_{RO}^{(q_R, p)}$, $q_R = 0, 1, 2$, $p = 1, 2$, максимальное расстояние до цели возрастает пропорционально уменьшению ω_0 в степени 0,5 с уменьшением циклической частоты несущей зондирующего сигнала для сохранения требуемых направленных свойств необходимо увеличивать габариты антенной системы. За счет увеличения размеров антенны, обуславливающего повышение ее парциальных КНД, дальность действия РЛС сохраняется неизменной при снижении средней мощности излучения пропорционально изменению $D_{RO}^{(q_R, p)}$, $q_R = 0, 1, 2$, $p = 1, 2$, в степени 2.

При использовании в РЛС и постановщике помех антенн с показателями распределения парциальных КНД $q_R = q_H = 0$ энергия мешающих излучений возрастает по сравнению с альтернативными вариантами построения (при $q_R \neq 0$ и $q_H \neq 0$) в 1,33 раза вследствие значительных эффективных площадей антенны в нижней части полосы рабочих цикли-

ческих частот. В радиоканале с антеннами, для КНД которых выполняется условие $q_R + q_H = 1$, уровень сигнала возрастает относительно значения, достижимого при применении антенн с показателями КНД, удовлетворяющими условиям $q_R + q_H = 2$ и $q_R + q_H = 3$, примерно в 2,2 раза за счет однопольных линейных зависимостей парциальных КНД и эффективных площадей антенн.

При применении в РЛС и постановщике помех антенн, показатели парциальных КНД которых удовлетворяют условиям $q_R + q_H = 0$ и $q_R + q_H = 4$, период следования импульсов может быть уменьшен по сравнению со значениями T_R , достижимыми при $q_R + q_H = 2$ или $q_R + q_H = 3$ в 1,33 и 1,08 раз соответственно.

Для подавления РЛС с антенной, характеризуемой парциальным КНД $D_{RO}^{(q_R, p)} = 10^3$, $q_R = 0, 1, 2$, $p = 1, 2$, и относительной полушириной полосы рабочих частот $K_{\Delta\omega} = 0,5$, обеспечивающего дальность действия не более 50 км, в интересах самоприкрытия объекта с парциальной ЭПР, удовлетворяющей условию $\tilde{\alpha}_0 a^2 = 1 \text{ м}^2$, на дальности $R_R = 100...150$ км требуется постановщик помех с энергетическим потенциалом до 180 Вт. При создании помех из вынесенной точки, удаленной от РЛС на расстояние $R_H = 200$ км, требуемое сокращение R_R до 50 км достигается при энергетическом потенциале постановщика порядка 4 кВт. Прикрытия объекта с ЭПР, характеризуемой величиной $\tilde{\alpha}_0 a^2 = 10 \text{ м}^2$, мощность маскирующей помехи требуется увеличить примерно в 10 раз.

В результате замены в составе защищаемого объекта угловых отражателей с полукруглыми и прямоугольными гранями на отражатели треугольной конструкции, обладающие меньшими ЭПР, коэффициенты сокращения дальности действия РЛС, уменьшенной за счет постановки маскирующих помех в 2 раза, составят 3 и 6 раз соответственно.

Заключение

С использованием спектральных энергетических уравнений передачи-приема волновых процессов в радиоканале с рассеянием на объекте и прямом радиоканале проведен анализ энергетических соотношений информационных сигналов и активных маскирующих помех на входах приемников РЛС. Энергия информационных сигналов и помех, поступающих на вход приемника, определяется величиной произведения спектральной плотности мощности излучения и парциального момента передачи-приема, усредненного в диапазоне циклических частот.

Уровень сигнала на входе приемника достигает наибольшего значения при изменении парциального момента передачи-приема сигналов в радиоканале по линейному закону. Энергия информационных сигналов возрастает пропорционально коэффициентам, зависящим от относительной полуширины их спектров, и убывает с ростом центральной циклической частоты во второй степени. С увеличением частоты повторения импульсов при предельно допустимой средней плотности мощности излучения, ограниченной требованиями к скрытности РЛС, пропорционально снижается плотность энергии зондирующих сигналов.

Исследованы закономерности повышения защищенности ЛА от РЛС при совместном применении средств снижения радиолокационной заметности и

маскировки преднамеренными помехами комплексов индивидуальной и индивидуально-взаимной защиты. Показано, что скрытность радиолокационных целей снижается по мере увеличения габаритов антенн РЛС вследствие повышения парциальных КНД и возрастает при увеличении размеров антенных систем постановщиков маскирующих помех за счет возрастания их эффективных площадей.

При совместном применении средств снижения заметности и постановщиков активных помех коэффициент уменьшения дальности действия РЛС определяется произведением коэффициента, характеризующего возможности автономной маскировки информационных сигналов, и коэффициента, достижимого за счет уменьшения ЭПР защищаемого объекта, во второй степени [3].

Список литературы

1. Макаренко С.И., Тимошенко А.В., Васильченко А.С. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. С. 109–146. DOI: <https://doi.org/10.24411/2410-9916-2020-10105>
2. Львова Л.А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов. Снежинск: РФЯЦ ВНИИТФ, 2003. 232 с.
3. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. 424 с.
4. Разиньков С.Н. Спектральные энергетические уравнения передачи негармонических сигналов и их применение в сверхширокополосных радиосистемах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14, № 3. С. 12–17.
5. Разиньков С.Н., Разинькова О.Э. Эффективность радиоподавления сверхширокополосных радиолокационных станций маскирующими помехами // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15, № 3. С. 67–74.
6. Авдеев В.Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны. 2002. № 7 (62). С. 5–26.
7. Разиньков С.Н., Любавский А.П. Спектральные энергетические уравнения и оценка скорости передачи сверхширокополосных сигналов в радиоканалах // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика и математика. 2017. № 2. С. 21–30. URL: <http://www.vestnik.vsu.ru/pdf/physmath/2017/02/2017-02-03.pdf>
8. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. 720 с.
9. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / под ред. В.В. Григорина-Рябова. М.: Советское радио, 1970. 680 с.
10. Ананьин Э.В., Ваксман Р.П., Патраков Ю.М. Методы снижения радиолокационной заметности // Зарубежная радиоэлектроника. 1994. № 4/5. С. 5–21.
11. Разиньков С.Н., Разинькова О.Э., Сторожук Ю.В. Исследование энергетической скрытности радиолокационных станций с диапазонными антеннами от комплекса радиотехнического мониторинга // Антенны. 2021. № 3. С. 20–30. URL: <https://doi.org/10.18127/j03209601-202103-03>
12. Ельцов О.Н., Петещенков Э.В., Понькин В.А. Актуальные вопросы снижения заметности вооружения и военной техники в различных физических полях // Военная мысль. 2015. № 12. С. 40–44.
13. Михайлов, Г.Д., Воронов В.А. Перспективы и направления работ по созданию малозаметных антенн бортовых радиоэлектронных комплексов // Оборонная техника. 1995. № 12. С. 35–37.

References

1. Makarenko S.I., Timoshenko A.V., Vasil'chenko A.S. Analysis of means and methods of countering unmanned aerial vehicles. Part 1. Unmanned aerial vehicle as an object of detection and destruction. *Sistemy upravlenija, svjazi i bezopasnosti*, 2020, no. 1, pp. 109–146. DOI: <https://doi.org/10.24411/2410-9916-2020-10105> (In Russ.)
2. L'vova L.A. *Aircraft Radar Signature*. Snezhinsk: RFJaTs VNIITF, 2003, 232 p. (In Russ.)
3. *Modern Electronic Warfare. Methodological Issues*. Ed. by V.G. Radzievskiy. Moscow: Radiotehnika, 2006, 424 p. (In Russ.)
4. Razinkov S.N. Spectral energy equations for the transmission of nonharmonic signals and their application in ultra-wideband radio systems. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2011, vol. 14, no. 3, pp. 12–17. (In Russ.)
5. Razinkov S.N., Razinkova O.E. Efficiency of radio suppression of ultra-wideband radar stations with masking interference. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2012, vol. 15, no. 3, pp. 67–74. (In Russ.)
6. Avdeev V.B. Energy characteristics of the directivity of antennas and antenna systems during the emission and reception of ultra-wideband signals and ultra-short pulses. *Antenny*, 2002, no. 7 (62), pp. 5–26. (In Russ.)

7. Razinkov S.N., Ljubavskij A.P. Spectral energy equations and estimation of the transmission rate of ultra-wideband signals in radio channels. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika i matematika*, 2017, no. 2, pp. 21–30. URL: <http://www.vestnik.vsu.ru/pdf/physmath/2017/02/2017-02-03.pdf> (In Russ.)
8. Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoj G.P. *Modern Theory and Practical Applications of Antennas*. Moscow: Radiotekhnika, 2009, 720 p. (In Russ.)
9. *Radar Devices (Theory and Principles of Construction)*. Ed. by V.V. Grigorina-Rjabov. Moscow: Sovetskoe radio, 1970, 680 p. (In Russ.)
10. Anan'in E.V., Vaksman R.P., Patrakov Yu.M. Methods for reducing radar signature. *Zarubezhnaja radioelektronika*, 1994, no. 4/5, pp. 5–21. (In Russ.)
11. Razinkov S.N., Razinkova O.E., Storozhuk Yu.V. Investigation of the energy secrecy of radar stations with range antennas from the radio monitoring complex. *Antenny*, 2021, no. 3, pp. 20–30. URL: <https://doi.org/10.18127/j03209601-202103-03> (In Russ.)
12. El'tsov O.N., Peteschenkov E.V., Pon'kin V.A. Topical issues of reducing the signature of weapons and military equipment in various physical fields. *Voennaja mysl'*, 2015, no. 12, pp. 40–44. (In Russ.)
13. Voronov V.A. Prospects and directions of work on the creation of inconspicuous antennas for on-board electronic systems. *Oboronnaja tehnika*, 1995, no. 12, pp. 35–37. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2021, vol. 24, no. 4, pp. 63–71

DOI 10.18469/1810-3189.2021.24.4.63-71

Received 8 October 2021
 Accepted 10 November 2021

Joint application of radar visibility reduction and anti-radar masking technologies to protect aircraft from remote monitoring systems

Sergey N. Razinkov, Olga E. Razinkova

Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)
 the Ministry of Defence of the Russian Federation
 54a, Staryh Bolshevikov Street,
 Voronezh, 394064, Russia

Abstract – Using spectral energy equations of transmission-reception of wave processes in radio channel with scattering on object and direct radio channel, analysis of energy ratios of information signals and active masking interference at inputs of receivers of remote monitoring systems is carried out. Measures to reduce visibility are aimed at changing the reflective signatures of objects in the interests of reducing the de-masking features contained in secondary electromagnetic radiation to limits that exclude the performance of radar monitoring tasks at established distances and time intervals. Active interference is designed to mask information signals in receiving channels of radar at power that does not allow detecting their designers by passive radar. In case of joint application of not iceability reducing devices and active jammers, radar range reducing coefficient is determined by product of coefficient characterizing possibility of autonomous masking of information signals and coefficient achievable due to reduction of secondary electromagnetic radiation power in the second degree. The laws of increase of aircraft stealth from radar observation with joint application of technologies of reduction of radar visibility and masking by intentional interference created from sides of protected objects and from assigned points have been investigated. In order to maintain the desired signal-to-noise ratio at the output of the receiver with a decrease in the duration of the probing signal, it is necessary to proportionally increase the density of the emitted energy. With given antenna sizes, the maximum signal transmission range is proportional to the root square of their cyclic carrier frequency; increase of this parameter leads to increase of partial coefficient of directional action and effective area of antenna. With a decrease in the cyclic frequency of the carrier of the probing signal, in order to maintain the required directional properties of the antennas, it is necessary to increase their dimensions.

Keywords – radar visibility; anti-radar masking; energy equation of radio channel.

Информация об авторах

Разиньков Сергей Николаевич, 1971 г. р., доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия. Окончил Воронежский государственный университет в 1995 г.

Область научных интересов: технологии радиоэлектронного мониторинга анализ и синтез алгоритмов и устройств передачи-приема и обработки сигналов в сложной электромагнитной обстановке.

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Information about the Authors

Sergey N. Razinkov, born in 1971, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, associate professor, leading researcher of Research test institute (radio-electronic fight) of Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia. He graduated from Voronezh State University in 1995.

Research interests: electronic monitoring technology analysis and synthesis of algorithms and devices for transmitting-receiving and processing signals in a complex electromagnetic environment.

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Разинькова Ольга Эдуардовна, 1973 г.р., кандидат технических наук, старший научный сотрудник Научно-исследовательского центра (проблем применения, обеспечения и управления авиацией Военно-воздушных сил) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия. Окончила Воронежский государственный университет в 1995 г.

Область научных интересов: электродинамическое моделирование антенн, анализ и синтез приемных устройств и алгоритмов оценки параметров сигналов в радиотехнических системах.

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Olga E. Razinkova, born in 1973, Candidate of Technical Sciences, senior research associate of Research center (problems of application, providing and management of the Air Force of aircraft) of Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia. She graduated from Voronezh State University in 1995.

Research interests: electro-dynamic modeling of an-tenn, analysis and synthesis of receiving devices and algorithms for estimating signal parameters in radio engineering systems.

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru