

УДК 621.396.969.34-36

ЭФФЕКТИВНЫЙ МЕТОД БЫСТРОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

А.Д. ЛОБАНОВ¹, А.И. ЩЕМЕЛЕВ²

¹ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации», Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 31 октября 2016

Аннотация. Рассмотрен режим работы РЛС, при котором за одно зондирование с высокой вероятностью – $P_{\text{ПН}}$ – правильного необнаружения определяют отсутствие радиолокационных целей в направлении излучения зондирующих импульсов. В основе работы цифрового приемного устройства лежит непараметрический обнаружитель, который осуществляет статистическую обработку входной смеси шума и регулярного сигнала при его наличии. Он позволяет получить высокие показатели для непрерывного излучения или простого радиоимпульса за одно зондирование уже при равенстве сигнала и шума. Метод позволит ускорить последовательный обзор пространства за счет адаптации времени зондирования одного углового направления и удержания луча обзора пространства, в зависимости от целевой обстановки в зоне обзора РЛС.

Ключевые слова: статистика выборок шума, непараметрический радиолокационный обнаружитель, ранговый обнаружитель.

Abstract. The article reviews radar operation mode where the absence of radar targets at the direction of probing pulse emission is determined in one period of pulse with high probability of PCDF (correct detection failure). Operation of the digital receiving device is based upon a nonparametric detector that provides statistical processing of input mix of noise and regular signal, if the latter is available. It allows to get the high indicators for continuous wave emission or simple radio-pulse emission for one probing period of pulse emission when signal and noise are already equal. The technique provides for expedite consequential space scan due to adjustment of probing time for a single angular direction and retaining space scanning beam depending on target environment within radar scanning zone.

Keywords: noise sample statistics, nonparametric radar detector, rank detector.

Doklady BGUIR. 2017, Vol. 103, No. 1, pp. 19-25
Effective method of prompt detection of radiolocation target
A.D. Lobanov, A.I. Schemelelev

Введение

Как известно, в обзорных РЛС основное время анализа входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ затрачивается на анализ выходных шумов приемника на выходе линейной части, в составе которых нет отраженного сигнала от радиолокационной цели $u_c(t)$.

Входной сигнал для обнаружителя РЛС представляется аддитивной смесью сигнала и шума. Это значит, что:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t) . \quad (1)$$

Входными шумами обнаружителя $u_{\text{ш}}(t)$ выступают аддитивные внутренние шумы приемника ($\sigma_{\text{ш}}^2 = kK_{\text{ш}}T \cdot \Delta f_{\text{пр}}$) и внешние помехи ($\sigma_{\text{п}}^2 = N_{\text{п}} \cdot \Delta f_{\text{пр}}$) с неизвестной случайной

статистикой. Спектральная плотность внутреннего шума $N_0(\omega)$ постоянна в пределах полосы пропускания приемника $\Delta f_{\text{пр}}$, что справедливо и для активной заградительной шумовой помехи.

Дискретное представление анализируемого сигнала и его обнаружение

Для практики можно считать, что дискретное распределение мгновенных значений напряжения шума $u_{\text{ш}}(t)$ подчинено нормальному закону с плотностью распределения вероятностей (ПРВ):

$$w_{\xi_1, \dots, \xi_n}(x_1, \dots, x_n) = \left(\frac{1}{(2\pi)^{n/2} \sigma_1 \dots \sigma_n} \right) \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \frac{(x_k)^2}{\sigma_k^2}\right), \quad (2)$$

где в каждый n -й дискретный момент времени центрированная случайная величина ξ_{n-1} не коррелирована с соседней случайной величиной ξ_n ; σ_n – СКО случайной величины. Интервал дискретизации и время корреляции помехи связаны $\tau_d \gg \tau_k$, $\tau_k \approx 1/\Delta f_{\text{пр}}$, $\tau_d \Delta f_{\text{пр}} \gg 1$. Время наблюдения составляет отрезок $T_{\text{набл}} = n\tau_d$.

Распределение мгновенных фаз в полосе $\Delta f_{\text{пр}}$ имеет равновероятную плотность $w_{\xi}(\varphi) = \sum_k p_k \delta(\varphi - \varphi_k)$, $k = 1, 2, \dots, n$, (3)

где p_k – вероятность появления фазы φ_k .

Радиолокационный сигнал на входе приемника при любом виде модуляции характеризуется следующими параметрами: моментом прихода t_1 , длительностью τ_n , амплитудой $U(t)$, частотой ω_0 и фазой, которая при угловой модуляции зависит от времени $\varphi(t)$:

$$u_c(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \Omega_{\text{доп}} t + \varphi_0 + \varphi(t)) = U(t) \cos(\Psi(t)), \text{ при } t_1 \leq t \leq t_1 + \tau_n, \quad (4)$$

где $U(t)$ – закон изменения амплитуд, учитывающий и закон модуляции, и статистику отражения и прохождения радиоволн к цели и обратно; $\varphi(t)$ – закон изменения фаз, учитывающий и закон модуляции, и статистику отражения; $\Omega_{\text{доп}}$ – доплеровская добавка частоты; $\Psi(t)$ – полная мгновенная фаза сигнала с учетом фазы несущей частоты.

После преобразования в цифровые отсчеты и с учетом предположения о стационарности и эргодичности шума, плотность распределения вероятностей входного сигнала для обнаружителя РЛС в соответствии с (1), (2), (3), (4) в дискретной форме будет представлена выражением [1]:

$$w_{\xi_1, \dots, \xi_n}(y_1, \dots, y_n) = \left(\frac{1}{\sqrt{(2\pi\sigma^2)^n}} \right) \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (x_k - u_k)^2\right), \quad (5)$$

где $u_k = U_k \cos[\tau_d k 2\pi(f_0 + f_{\text{доп}}) + \varphi_0]$ – значение вектора регулярного сигнала (4) в моменты дискретизации $k\tau_d$.

В приемнике РЛС производится обработка входного сигнала, обнаружение сигнала цели и выделение радиолокационной информации о цели. При любой схеме обработки сигнала, оптимальной или квазиоптимальной, принятие решения о цели происходит на основе сравнения выходного отклика приемника, накопленного за время обработки сигнала с пороговым уровнем, который в соответствии с критерием Неймана-Пирсона имеет известные зависимости от заданных параметров качества обнаружения D и F [1, 2]. Пороговый уровень отклика выражается в потребном отношении сигнал-шум q^* , которое варьируется в очень широких пределах – от единиц до сотен. Так для заданного качества обнаружения $D = 0,9$ и $F = 10^{-3}$ приведем известные аппроксимирующие формулы для оценки потребных пороговых отношений сигнал-шум q^* для различных моделей сигналов и их оптимальной обработки [1].

Для сигнала с полностью известными параметрами приближенные расчеты пороговых отношений сигнал-шум ведутся по формуле [1]:

$$q^* = 2 \left(\sqrt{\ln \frac{1}{F}} - 1,4 + \sqrt{\ln \frac{1}{1-D}} - 1,4 \right)^2, \text{ для } F \leq 0,1 \text{ и } D \geq 0,9. \quad (6)$$

Зависимость (7) представлена на рис. 1 в формате 3D в виде семейства линий. Расчет для показателей качества обнаружения $D = 0,9$ и $F = 10^{-3}$ дает $q_{\text{пор.1}}^* \approx 21$ (отмечено стрелкой на рис. 1).

Для сигнала с неизвестной фазой –

$$q^* = 2 \left(\sqrt{\ln \frac{1}{F}} + \sqrt{\ln \frac{1}{1-D}} - 1,4 \right)^2, \text{ для } F \leq 0,1 \cdot D \geq 0,9 \quad (7)$$

и расчет при условии $D = 0,9$ и $F = 10^{-3}$ дает $q^* \approx 25$.

Для сигнала с неизвестной случайной фазой и амплитудой происходит дальнейшее ухудшение характеристик обнаружения (рис. 2), что приводит к увеличению требуемого отношения сигнал-шум q^* :

$$q^* = 2 \left\{ \left[\frac{\ln(1/F)}{\ln(1/D)} \right] - 1 \right\}, \quad (8)$$

и расчет для показателей $D = 0,9$ и $F = 10^{-3}$ дает $q^* \approx 130$ (отмечено стрелкой на рис. 2).

Накопление сигналов (обработка пачки из N_c импульсов) приводит к снижению требований к отношению сигнал-шум на входе накопителя. При когерентном накоплении – в N_c раз, а при некогерентном – в $\sqrt{N_c}$ раз.

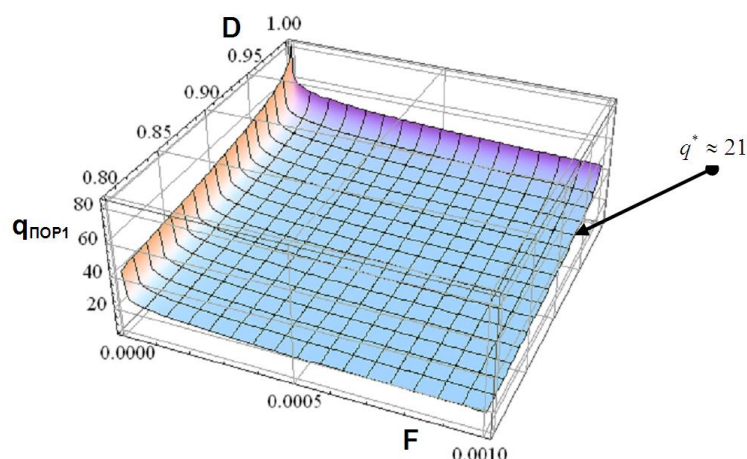


Рис. 1. Характеристики обнаружения для сигнала с полностью известными параметрами

В соответствии с принятой моделью шума и сигнала синтезируются структуры оптимальных обнаружителей. Для принятия решения о наличии полезного сигнала получаемый отклик сигнала на выходе радиолокационного обнаружителя сравнивается с вычисленным по формулам (6, 7 или 8) порогом. Таким образом, все классические радиолокационные обнаружители по своей структуре являются «амплитудными» [1], так как анализируют выделенный закон модуляции входного сигнала (1) независимо от степени известности законов изменения амплитуд и фаз и способа обработки сигнала: аналогового или цифрового.

Для всех видов модуляции (за исключением $0/\pi$ вида модуляции) энергетика несущей частоты превышает энергетику всех остальных спектральных составляющих. Поэтому энергетически выгоднее обнаруживать сигналы по наличию несущей частоты. При отношении сигнала к шуму меньше единицы $u_c < \sigma_{\text{ш}}$, основное информационное значение о сигнале приобретает фаза $\varphi(t)$ результирующего колебания [3], и в этом случае для обнаружения сигнала целесообразно использовать фазовые обнаружители [4].

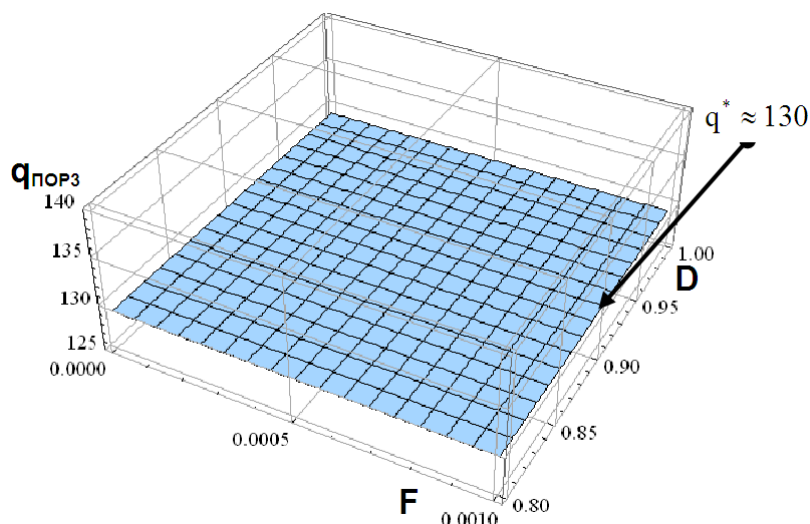


Рис. 2. Характеристики обнаружения сигнала со случайно изменяющимися амплитудой и фазой.

Решение задачи обнаружения и алгоритм работы непараметрического обнаружителя

В основу работы непараметрического обнаружителя положена концепция статистического анализа дискретных отсчетов шума непосредственно на выходе АЦП.

Как показано в [4], непараметрический обнаружитель хорошо выявляет отсутствие регулярной составляющей (колебания несущей частоты) в анализируемом шуме при частоте дискретизации, превышающей частоту несущей в 6 раз. На основе анализа выборки отсчетов вектора наблюдений – входной смеси (1), (5) $\bar{Y}_k, k = (\overline{1, n})$ принимается решение об отсутствии сигнала (принятие гипотезы H_0) или наличии сигнала (принятие гипотезы H_1) в анализируемой смеси.

Для формирования достаточной статистики $y_k, k = (\overline{1, M})$ для принятия отдельных решений обнаружителя, предлагается формировать выборку M размером не менее 200 отсчетов, а в качестве зондирующего сигнала применить простой радиоимпульс длительностью больше длительности выборки при известной частоте дискретизации.

Обнаружение полезного сигнала в смеси (1) при наблюдениях производится нелинейным обнаружителем по алгоритму

$$\Xi_H \{ \gamma(t_i) \} \geq h, \quad (9)$$

где $\Xi_H(t_i)$ – синтезируемый нелинейный оператор обнаружителя с непараметрическими свойствами; $\gamma(t_i)$ – аргумент оператора для принятия i -го решения; h – порог по заданному уровню значимости (вероятности F) решающего правила проверки гипотез о наличии сигнала (\geq) или его отсутствии ($<$).

В отличие от описанного в [4] непараметрического фазового обнаружителя, предлагается реализовать непараметрический знаковый обнаружитель, в ходе работы которого фазы не вычисляются, а анализируется только знак аргумента для расчета фазы, что является новым. То есть для принятия решения о наличии или отсутствии сигнала, оцениваются знаки будущих фаз и признаки правильного сочетания знаков фаз в отсчетах при суммарно-разностной обработке отсчетов сигнала в анализируемой выборке в двух квадратурных каналах устройства.

Квадратурные составляющие принятого сигнала от приемного устройства подаются на два аналого-цифровых преобразователя (АЦП), в которых синхронно с частотой $F_{\text{такт}}$ производятся дискретизация и оцифровка мгновенных значений квадратурных составляющих. С выхода АЦП значения отсчетов, полученных до требуемого момента времени определения фазы – T_0 записываются в регистры «стек» с процедурой входа-выхода LIFO (Last Input First Output – последний вошел – первый вышел). После заполнения регистров «стек» производится

заполнение значениями отсчетов регистров «очередь» по процедуре FIFO (First Input First Output – первый вошел – первый вышел). После окончания записи программируемого количества отсчетов (выборки) данные с регистров «стек» и «очередь» поступают на устройство суммарно-разностной обработка пар отсчетов, симметрично равноотстоящих от момента времени T_0 в прямом $\Sigma_{\text{ПР}}$ и $\Delta_{\text{ПР}}$ и квадратурном $\Sigma_{\text{КВ}}$ и $\Delta_{\text{КВ}}$ каналах. Полученные результаты последовательно записываются в буферные регистры и далее поступают в контроллер.

Контроллер вычисляет знаки отношений $\Sigma_{\text{ПР}}/\Sigma_{\text{КВ}}$ и $\Delta_{\text{КВ}}/\Delta_{\text{ПР}}$ в каждом отсчете выборки. С учетом того, что анализируются знаки двух отношений, возможны четыре вида сочетаний (комбинаций) знаков: $N_1(+,-)$, $N_2(-,+)$, $N_3(+,+)$, $N_4(-,-)$.

В случае отсутствия сигнала количество зафиксированных счетчиками сочетаний знаков каждого из четырех видов стремится к $1/8$ от размера выборки, то есть равновероятны. При $M/2 = 100$ дискретных отсчетах выборки среднее число комбинаций знаков фаз каждого вида стремится к $N_i = 25$, $i = 1, \dots, 4$.

В случае наличия регулярного сигнала на входе АЦП (и теоретически) при отсутствии шума возможны только два «правильных», взаимоисключающих, вида сочетаний знаков двух фаз: $N_1(+,-)$ и $N_2(-,+)$. Их число равно половине размера выборки ($M/2$) и в зависимости от начальной фазы сигнала возможны только два варианта числа «правильных» сочетаний: $N_1(+,-) = 100$ и $N_2(-,+) = 0$; или $N_1(+,-) = 0$ и $N_2(-,+) = 100$.

В реальном случае при наличии на входе АЦП смеси шума и регулярного сигнала при отношении сигнал/шум равным или большим единице, превалировать будет одно из сочетаний $N_1(+,-)$ или $N_2(-,+)$ в зависимости от начальной фазы несущей частоты записанной выборки. Таким образом, аргументом оператора обнаружителя (9) является число «правильных» сочетаний $N_1(+,-)$ или $N_2(-,+)$.

Принятие решения о наличии сигнала на входе АЦП происходит при сравнении числа обоих «правильных» сочетаний с пороговыми значениями по критерию:

$$\{[N_1(+,-) \geq N_i + C_1] \& [N_2(-,+) < N_i - C_2]\} \vee \{[N_1(+,-) < N_i - C_2] \& [N_2(-,+) \geq N_i + C_1]\}.$$

Если первый вид «правильного» сочетания выше первого порога, то второе «правильное» сочетание должно быть ниже второго порога. Значения величин C_1 и C_2 определяются из условия получения требуемых характеристик обнаружения и размера выборки – M . Проведенное моделирование работы непараметрического знакового обнаружителя в среде «Wolfram Mathematica 7.0» и исходные установки представлены ниже.

В модели сигнал на входе АЦП, как смесь случайного процесса и гармонического колебания, в соответствии с (1) и (5), описывается выражением:

$$x(t) = 2 \cdot \text{ran} \cdot ((\text{RandomReal}[k] - 1/2)) + \text{amp} \cdot \text{Sin}[(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot (6.50451 + 0.06 \cdot \text{dop})/40) + \text{faza}],$$

$$\{k, 1, 100\},$$

где k – количество дискрет в анализируемой выборке ($k = 100$); faza – случайная фаза с равномерным законом распределения; dop – доплеровская добавка к несущей частоте в отраженном сигнале; amp – амплитуда сигнала; ran – уровень шума (внутренний плюс внешний).

Результат работы математической модели по одной выборке графически представлен как интерфейс пользователя на рис. 3.

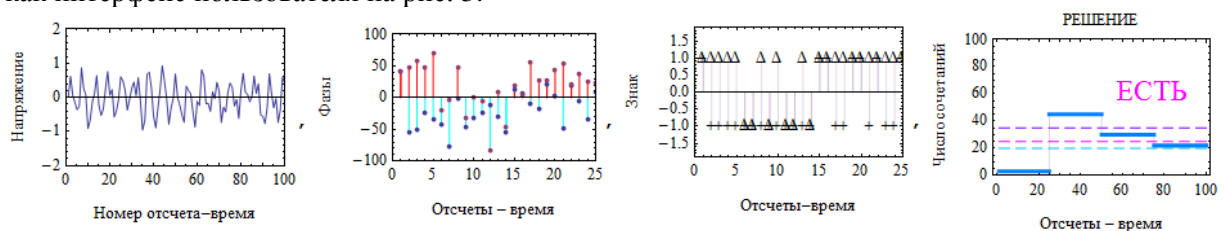


Рис. 3. Графическое представление работы модели непараметрического знакового обнаружителя по дискретным отсчетам одной выборки

На рис. 3 в четырех фрагментах, слева направо, представлены: дискретная последовательность отсчетов выборки, вычисленные (для примера и удобства восприятия) значения пар фаз, сочетания знаков фаз в парах отсчетов и решение об обнаружении полезного сигнала при отношении сигнал/шум, равном единице.

Вероятность правильного обнаружения знакового обнаружителя зависит от начальной фазы записанной выборки. Для стабилизации характеристик обнаружения, уменьшения числа ложных решений по причине случайной начальной фазы записанной выборки, используется ранговый обнаружитель, работающий по критерию «2 из 4» или «3 из 5». Пример работы модели рангового обнаружителя приведен на рис. 4.

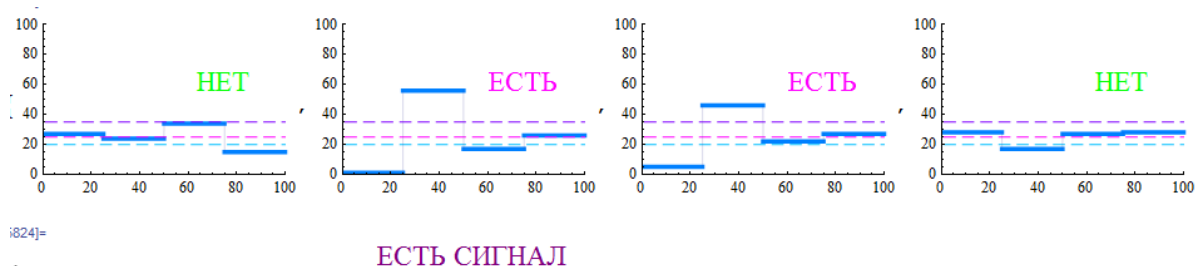


Рис. 4. Выходной графический интерфейс работы модели рангового обнаружителя в режиме принятия окончательного решения по критерию «2 из 4»

При длительности сигнала 30 мкс и тактовой частоте 40 МГц общее эквивалентное время анализа и обнаружения сигнала составит 1200 дискретных отсчетов. В этом случае время анализа и принятия окончательного решения на обнаружение сигнала можно трактовать как разрешение по дальности 2,25 км. Измерение дальности цели, обнаруженной в заданном угловом направлении – это дополнительная функция.

Анализ работы модели знакового обнаружителя

Отношение сигнал-шум в модели задается не более 1.

Вероятность правильного обнаружения D при числе реализаций не менее 500 составляет более 0,9.

Вероятность ложной тревоги F при той же статистике реализаций – не хуже 10^{-3} . При этом важно отметить, что «*amp*» – это величина амплитуды несущей частоты.

По сравнению с классическими «амплитудными» обнаружителями, работающими с выделенным на демодуляторе законом модуляции, знаковый ранговый обнаружитель при тех же характеристиках обнаружения дает выигрыш в энергетике РЛС и во времени обзора заданного телесного угла пространства.

Список литературы

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
2. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1, Основы радиолокации. М., Военное издательство министерства обороны СССР, 1983. 456 с.
3. Васин В.В., Степанов Б.М. Справочник-задачник по радиолокации. М.: Сов. радио, 1977. 320 с.
4. Заявка на изобретение РФ (MTUSI) № 2010147783. Положительное решение от 20.03.2012.

References

1. Levin B.R. Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki. M.: Radio i svjaz', 1989. 656 s. (in Russ.)
2. Ohrimenko A.E. Osnovy radiolokacii i radioelektronnaja bor'ba. Ch.1, Osnovy radiolokacii. M., Voennoe izdatel'stvo ministerstva oborony SSSR, 1983. 456 s. (in Russ.)
3. Vasin V.V., Stepanov B.M. Spravochnik-zadachnik po radiolokacii. M.: Sov. radio, 1977. 320 s. (in Russ.)
4. Zajavka na izobrenenie RF (MTUSI) № 2010147783. Polozhitel'noe reshenie ot 20.03.2012.

Сведения об авторах

Лобанов А.Д., с.н.с. ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Щемелев А.И., магистрант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники», инженер ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Адрес для корреспонденции

220114, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, д. 117/1,
ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
тел. +375-29-706-30-44;
e-mail: emc_lad@mail.ru;
Лобанов Александр Дмитриевич

Information about the authors

Lobanov A.D., Senior Scientist of OJSC «KB Radar» – managing company «Radar Systems» Holding.

Schemelev A.I., master student of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Engineer of OJSC «KB Radar» – the management company «Radar Systems» Holding.

Address for correspondence

220114, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 117/1,
OJSC «KB Radar» – managing company «Radar Systems» Holding
tel. +375-29-706-30-44;
e-mail: emc_lad@mail.ru;
Lobanov Aleksandr Dmitrievich