

УДК 621.396

ВЫБОР ЧИСЛА КАНАЛОВ ОБРАБОТКИ В СРЕДСТВАХ РАДИОМОНИТОРИНГА НА БАЗЕ АДАПТИВНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

С.В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 19 февраля 2018

Аннотация. С использованием математического моделирования исследованы угло-частотные характеристики лучей и точность пеленгования полезных сигналов в адаптивных многолучевых антенных решетках (АМЛАР) с пространственной компенсацией помех и суммарно-разностной обработкой. Показано, что требуемое число формируемых пространственных каналов для АМЛАР примерно в два раза больше, чем в МЛАР без адаптивной обработки. Установлен характер зависимости смещения максимума суммарного и нуля разностного канала луча от отклонения частоты принимаемого сигнала от опорной, для которой сформированы векторы весовых коэффициентов при пространственной компенсации помех и цифровом диаграммообразовании. Показано, что широкополосность АМЛАР фактически ограничивается величиной отклонения частоты, при которой происходят существенные изменения амплитудной диаграммы направленности приемных элементов.

Ключевые слова: адаптированная диаграмма направленности, алгоритм Фроста, многолучевая антенная решетка, пеленгование, широкополосность.

Abstract. Using mathematical modeling the angle-frequency characteristics of the beams and the accuracy of direction finding of the useful signal in an adaptive multibeam antenna arrays (AMLAR) with spatial compensation of noise and sum-difference processing are investigated. It's shown that the required number of generated spatial channels for AMLAR is approximately twice as large as in MLAR without adaptive processing. The nature of dependence of the maximum displacement of the total and zero difference channel of the beam on the deviation of the frequency of the received signal from the reference, for which the vectors of the weighting coefficients are formed at spatial noise compensation and digital diagrams. It's shown that the broadband AMLAR is actually limited by the deviation of the frequency at which there are significant changes in the amplitude diagrams of the direction of the receiving elements.

Keywords: adapted directional diagram, Frost's algorithm, multibeam antenna array, direction finding, broadband.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 18-23

**The choice of the number of processing channels in the radiomonitoring equipment
on the basis of adaptive multibeam antenna arrays**

S.V. Kozlov

Введение

В работе [1] предложены технические и алгоритмические решения по созданию АМЛАР средств радиомониторинга (РМ). Их основой является двухэтапная итерационная процедура, предусматривающая пространственную компенсацию помех (ПКП) с формированием направляющего вектора для середины диапазона рабочих частот, оценку частот сигналов в лучах и повторную компенсацию помех с формированием направляющего вектора на основе оценок частот в лучах. Указанные решения требуют предельно высокого быстродействия средств обработки. В ряде случаев целесообразно отказаться от реализации

двухэтапного алгоритма в пользу одноэтапного, предполагающего разделение заданного диапазона частот на ряд поддиапазонов с формированием векторов весовых коэффициентов адаптированных приемных каналов для каждого из поддиапазонов. Для обоснованного выбора числа пространственных и частотных каналов обработки средства РМ необходимо оценить угло-частотные характеристики лучей, формируемых в АМЛАР, и влияние частоты на точность пеленгации источников радиоизлучения. В известной литературе указанные оценки отсутствуют, что и определяет цель настоящей статьи.

Алгоритм функционирования АМЛАР и методика исследований

Рассматривается цифровая, относительно малоэлементная (с числом элементов $N = 8...32$) пеленгационная (в одной плоскости) АМЛАР с ПКП и суммарно-разностной обработкой в соответствии с алгоритмом [1]. Формирование $i = \overline{1, I}$ отсчетов сигналов адаптированных суммарного $\dot{Y}_{\Sigma i}$ и разностного $\dot{Y}_{\Delta i}$ каналов в $\ell = \overline{1, L}$ лучах осуществляется в соответствии с выражением

$$\dot{Y}_{\Sigma(\Delta)i, \ell} = \omega_{\Sigma(\Delta)\ell}^+ \mathbf{y}_i, \quad (1)$$

где $\omega_{\Sigma(\Delta)\ell}$ – векторы весовых коэффициентов (ВВК) адаптированных суммарного и разностного каналов для ℓ -го луча; $\mathbf{y}_i = \sum_{m=1}^M \dot{U}_{m,i} \mathbf{s}(\alpha_m, f_m) + \xi_i$ – вектор-столбец отсчетов комплексных амплитуд процессов на выходах приемных каналов; $\dot{U}_{m,i}$ – отсчеты комплексных амплитуд $m = \overline{1, M}$ источников радиоизлучения (ИРИ) на выходе изотропной приемной антенны; f_m – центральная частота спектра сигнала m -го ИРИ; $\xi_i = (\xi_{1,i}, \xi_{2,i}, \dots, \xi_{N,i})$ – вектор-столбец отсчетов внутренних шумов приемных каналов МЛАР; $\mathbf{s}(\alpha, f) = (\dot{F}_1(\alpha, f), \dot{F}_2(\alpha, f), \dots, \dot{F}_N(\alpha, f))^T$ – вектор диаграмм направленности (ДН) приемных элементов на частоте f .

Для вычисления ВВК адаптированных каналов используется алгоритм Фроста:

$$\omega_{\Sigma(\Delta)\ell} = \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{C}_\ell(f_0) (\mathbf{C}_\ell(f_0)^+ \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{C}_\ell(f_0))^{-1} \mathbf{f}_{\Sigma(\Delta)}, \quad (2)$$

где $\widehat{\Phi}$ – оценка корреляционной матрицы (КМ) процессов на выходах приемных каналов;

$$\mathbf{C}_\ell(f_0) = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_{\text{оп}\ell} - \delta\alpha_\ell, f_0) & \dot{F}_1(\alpha_{\text{оп}\ell}, f_0) & \dot{F}_1(\alpha_{\text{оп}\ell} + \delta\alpha_\ell, f_0) \\ \dot{F}_2(\alpha_{\text{оп}\ell} - \delta\alpha_\ell, f_0) & \dot{F}_2(\alpha_{\text{оп}\ell}, f_0) & \dot{F}_2(\alpha_{\text{оп}\ell} + \delta\alpha_\ell, f_0) \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{F}_N(\alpha_{\text{оп}\ell} - \delta\alpha_\ell, f_0) & \dot{F}_N(\alpha_{\text{оп}\ell}, f_0) & \dot{F}_N(\alpha_{\text{оп}\ell} + \delta\alpha_\ell, f_0) \end{pmatrix} \quad (3)$$

– матрица ограничений, составленная из вектор-столбцов значений $\dot{F}_n(\alpha_i^{\text{огр}}, f_0)$ ДН приемных каналов для $i = \overline{1, 3}$ вводимых ограничений, измеренных на частоте f_0 ; $\alpha_{\text{оп}\ell}$ – угловое положение максимума ℓ -го луча; $\delta\alpha = \gamma\Delta\alpha_\ell$ – отклонение боковых ограничений от центра луча; $\gamma = 0, 1...0, 15$ [2]; $\Delta\alpha$ – ширина луча МЛАР;

$$\mathbf{f}_\Sigma = \begin{pmatrix} F_{\Sigma 1} \\ F_{\Sigma 2} \\ F_{\Sigma 3} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{f}_\Delta = \begin{pmatrix} F_{\Delta 1} \\ F_{\Delta 2} \\ F_{\Delta 3} \end{pmatrix} \quad (4)$$

– вектор-столбец, элементы которого соответствуют требуемому значению адаптированной ДН суммарного (разностного) каналов в направлениях ограничений. Отметим, что с учетом использования амплитудного суммарно-разностного алгоритма пеленгования компоненты

векторов \mathbf{f}_Σ , \mathbf{f}_Δ – действительные величины, а сами вектора могут быть одинаковыми для всех каналов.

Оценки угловых координат ИРИ в каждом луче (канале) АМЛАР формируются по известному алгоритму

$$\alpha_\ell = \frac{1}{\mu} \operatorname{Re} \left(\frac{Y_\Delta^*}{\dot{Y}_\Sigma} \right), \quad (5)$$

где μ – крутизна дискриминационной характеристики.

Дискриминационная характеристика $\Psi_\ell(\alpha, f, f_{\text{оп}})$ для ℓ -го канала АМЛАР, представляющая собой зависимость математического ожидания результатов пеленгации полезного сигнала с угловыми координатами в пределах ℓ луча ($\alpha_{\text{оп}\ell} - \Delta\alpha_\ell / 2 \leq \alpha_\ell \leq \alpha_{\text{оп}\ell} + \Delta\alpha_\ell / 2$) на частоте f , в пренебрежении внутренними шумами имеет вид

$$\Psi_\ell(\alpha, f, f_{\text{оп}}) = \alpha_{\text{оп}\ell} + \frac{1}{\mu} \operatorname{Re} \left(\frac{\boldsymbol{\omega}_{\Delta\ell}^T \mathbf{s}^*(\alpha, f)}{\boldsymbol{\omega}_{\Sigma\ell}^+ \mathbf{s}(\alpha, f)} \right). \quad (6)$$

Из-за различий ДН приемных элементов на частоте f приходящего в пределах луча сигнала и заложенных в алгоритм адаптации возникают искажения адаптированных ДН адаптированных суммарного и разностного каналов с соответствующими частотно-зависимыми ошибками пеленгации.

Получение пеленгационной характеристики (6) в явном виде оказывается практически невозможным. Поэтому для получения угло-частотных характеристик лучей АМЛАР использовалось численное моделирование. Для проведения моделирования была разработана математическая модель АМЛАР с пространственной компенсацией помех и суммарно-разностной обработкой. Модель базируется на соотношениях (1)–(6), дополненных соответствующими выражениями для комплексных ДН приемных элементов АМЛАР как функции угла наблюдения и несущей частоты и расчета требуемых показателей эффективности.

Результаты моделирования

На рис. 1 приведено семейство пеленгационных характеристик АМЛАР с $N=8$ приемными элементами. На рис. 2 приведены семейства зависимостей ошибок пеленгации (a, b) и отношений сигнал/мешающий сигнал+шум (v, z) от угловых координат источника полезного сигнала. Рис. 2, a, v соответствуют МЛАР с числом элементов $N=8$, рис. 2, b, z – $N=16$ при соответствующем числе формируемых лучей, равномерно перекрывающих сектор $\pm 60^\circ$. Зависимости построены для случая наличия ИРИ – источника полезного сигнала с мощностью (на выходе изотропной антенны) 20 дБ по отношению к уровню собственных шумов приемных каналов и более мощного (мешающего) ИРИ. Угловое положение источника полезного сигнала изменялось в пределах ширины луча в пределах $22,5^\circ \pm 7,5^\circ$ для МЛАР с $N=8$ приемными элементами (пятый луч) и $18,75^\circ \pm 3,75^\circ$ для МЛАР с $N=16$ приемными элементами (десятый луч, нумерация лучей – от отрицательных значений угла). Угловой положение второго ИРИ было фиксировано и принималось равным 40° при мощности второго ИРИ 40 дБ. Отклонение частоты сигнала первого ИРИ от частоты формирования матрицы ограничений (опорной) составляло 0 % (сплошные кривые), $\pm 2,5$ % и ± 5 % (пунктирные кривые – для отклонения вверх и штрихпунктирные – для отклонения вниз). Частота второго (мешающего) ИРИ соответствовала опорной.

Как видно из рис. 1 и 2, a, v , при совпадении частоты сигнала ИРИ и опорной частоты пеленгационная характеристика имеет вид, близкий к линейному, практически в пределах всей ширины луча МЛАР, а ошибки пеленгации малы в сравнении с шириной луча АМЛАР. Ноль характеристики расположен точно в направлении центра луча.

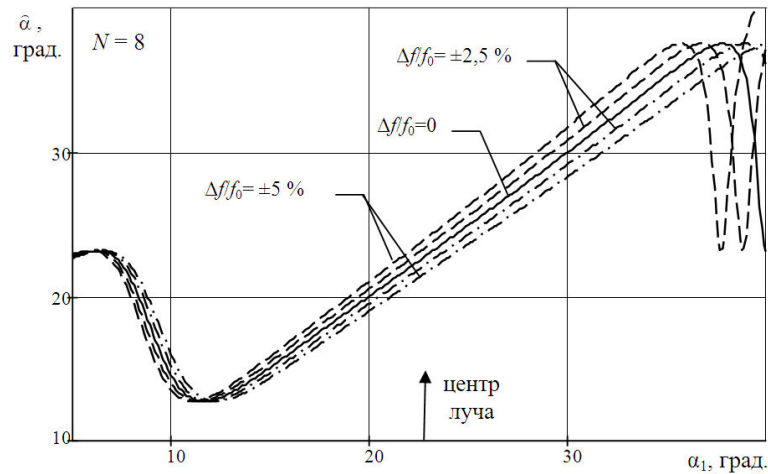


Рис. 1. Семейство пеленгационных характеристик для различных значений нормированного отклонения частоты ИРИ от опорной

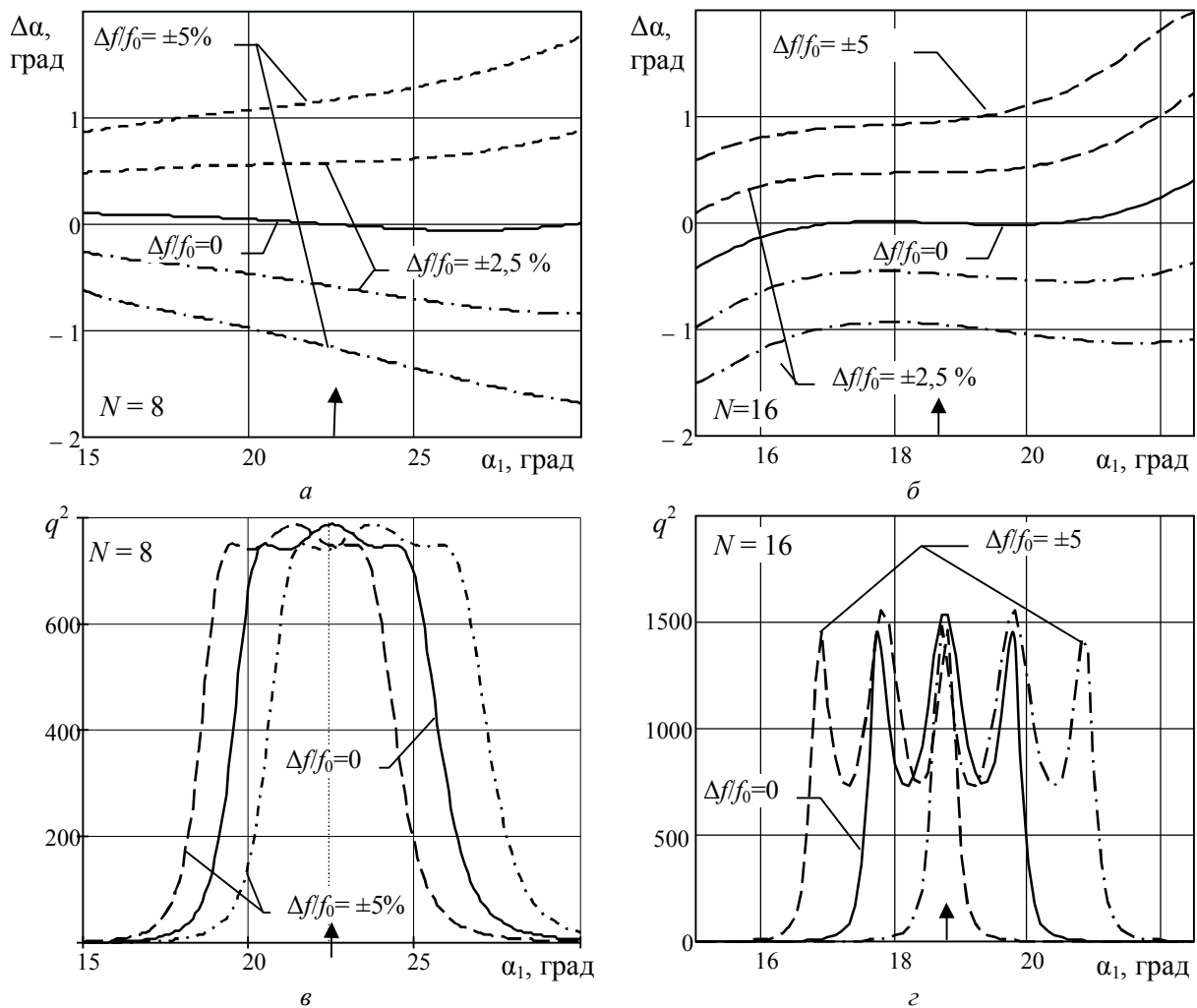


Рис. 2. Зависимости ошибок пеленгации (а, б) и отношения сигнал/мешающий сигнал+шум для АМЛИАР с $N = 8$ (а, в) и $N = 16$ (б, г) приемными элементами

При отклонении частоты сигнала ИРИ от опорной пеленгационная характеристика изменяется: при увеличении (уменьшении) частоты ноль характеристики смещается влево (вправо). Крутизна характеристик практически не изменяется. Достаточно показательными являются зависимости отношения сигнал/мешающий сигнал+шум от углового положения источника полезного сигнала. Максимум указанной зависимости имеет место в случаях, когда

частота ИРИ соответствует опорной, а ИРИ находится в угловых положениях вводимых ограничений. При отклонении углового положения ИРИ от центра луча (центрального ограничения) приблизительно на четверть ширины луча отношение сигнал/мешающий сигнал+шум уменьшается на 3 дБ. Скорость спада отношения сигнал/шум при дальнейшем увеличении угла существенно превышает скорость спада амплитудной ДН луча МЛАР без пространственной компенсации помех.

Определим зависимость ошибок пеленгации (смещения луча) от отклонения частоты ИРИ от опорной. В соответствии с алгоритмом формирования адаптированных суммарного и разностного каналов в каждом луче их значения фиксируются в направлениях ограничений (вектор-столбец \mathbf{f}). Для ненаправленных приемных элементов АМЛАР зафиксированные значения, а также элементы матрицы \mathbf{C} отличаются только фазой. При частоте ИРИ $f_{\text{ири}}$, отличной от опорной f_0 , те же самые матрица \mathbf{C} и векторы \mathbf{f}_Σ , \mathbf{f}_Δ будут получены при угле $\alpha'_{\text{огр}} = \alpha_{\text{огр}} - \Delta\alpha$, для которого $\frac{2\pi}{c} f_0 \sin \alpha_{\text{огр}} = \frac{2\pi}{c} f_{\text{ири}} \sin(\alpha_{\text{огр}} - \Delta\alpha_f)$. Отсюда частное смещение луча $\Delta\alpha_f$ с максимумом в направлении α как функция нормированного

отклонения частоты от опорной $\gamma_f = \frac{f_{\text{ири}} - f_0}{f_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$ определяется как

$$\Delta\alpha_f = \alpha - \arcsin\left(\frac{1}{1+\gamma_f} \sin \alpha\right) \approx \gamma_f \operatorname{tg} \alpha \left(1 - \gamma_f \left(1 + \frac{1}{2} \operatorname{tg}^2 \alpha\right)\right). \quad (7)$$

Зависимость (7) приведена на рис. 3. Для лучей, расположенных под углами $\alpha \leq 45^\circ$, указанную зависимость с достаточной для практики точностью можно считать линейной.

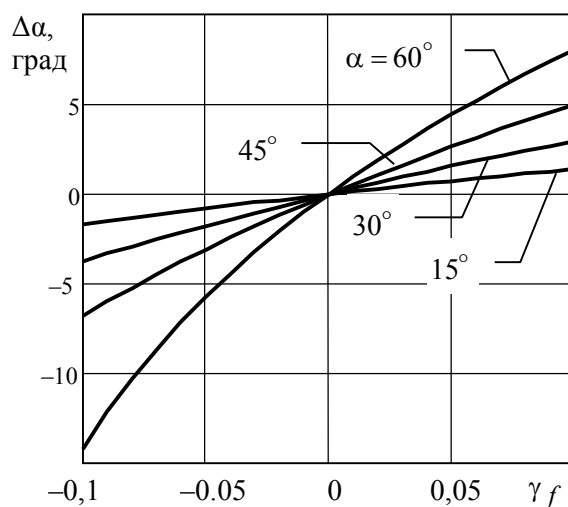


Рис. 3. Зависимость ошибок пеленгации от параметра $\gamma_f = \Delta f / f_0$ для различных угловых положений центрального ограничения

Основные закономерности и их обсуждение

На основе результатов численного моделирования можно сформулировать следующие закономерности:

- при отклонении частоты ИРИ от опорной максимум зависимости отношения сигнал/мешающий сигнал+шум в суммарном канале смещается по углу пропорционально отклонению частоты ИРИ от опорной; для АМЛАР на базе алгоритма с ограничениями имеет место практически линейная зависимость ошибки оценивания угловых координат ИРИ от отклонения его частоты от опорной, обусловленная пространственным разномом и соответствующими фазовыми ДН приемных элементов АМЛАР;

– для обеспечения точной пеленгации полезных сигналов в АМЛАР необходимо использовать комбинированный алгоритм обработки, при котором окончательные оценки угловых координат ИРИ формируются после оценки частоты ИРИ для каждого из лучей с учетом выявленных функциональных зависимостей;

– эффективная ширина луча АМЛАР примерно в два раза меньше, чем ширина луча МЛАР с той же геометрией; в АМЛАР для перекрытия заданного углового сектора требуется как минимум удвоение числа формируемых лучей в сравнении с МЛАР без адаптивной обработки;

– широкополосность АМЛАР фактически ограничивается величиной отклонения частоты, при которой происходят существенные изменения амплитудной ДН приемных элементов АМЛАР.

Оценим полученные результаты с позиций выбора единой для пространственной обработки и последующего анализа в частотной и временной областях частоты дискретизации, считая, что ее типовые значения при обработке сигналов в СВЧ диапазоне могут составлять 250...500 МГц. В этом случае, например, для 3-сантиметрового диапазона длин волн полоса обрабатываемых частот будет примерно соответствовать широкополосности типовых (рупоры, щели и т. д.) приемных элементов АМЛАР [3], то есть пространственная и частотно-временная обработки согласованы по полосе. В то же время для более низкочастотных диапазонов (например, 23 см и ниже) полоса частот АМЛАР средства РМ, обеспечиваемая одной опорной частотой, может оказаться в несколько раз меньше полосы частотно-временной обработки. Это требует реализации многоканальной пространственной обработки в части формирования соответствующего набора векторов весовых коэффициентов лучей АМЛАР для различных опорных частот.

Заключение

Полученные результаты могут быть использованы при обосновании параметров и алгоритмов функционирования систем радиомониторинга на базе адаптивных многолучевых антенных решеток.

Список литературы

1. Козлов С.В., Гриб В.Н. Технические и алгоритмические решения по созданию адаптивных приемных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга // Радиотехника. 2015. № 12. С. 80–88.
2. Карпухин В.И., Козлов С.В., Сергеев В.Н. Особенности и характеристики моноимпульсных радиолокационных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех // Радиотехника. 2009. № 6. С. 69–74.
3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера. 2012. 560 с.

References

1. Kozlov S.V., Grib V.N. Tehnicheskie i algoritmicheskie reshenija po sozdaniju adaptivnyh priemnyh mnogoluchevykh antennyh reshetok sredstv radiomonitoringa // Radiotekhnika. 2015. № 12. S. 80–88. (in Russ.)
2. Karpuhin V.I., Kozlov S.V., Sergeev V.N. Osobennosti i harakteristiki monoimpul'snykh radiolokacionnykh izmeritelej uglovykh koordinat s prostranstvennoj kompensaciej pomex // Radiotekhnika. 2009. № 6. S. 69–74. (in Russ.)
4. Hansen R.S. Fazirovannyye antennoye reshetki. M.: Tehnosfera. 2012. 560 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Козлов С.В., д.т.н., доцент, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kozlov S.V., D.Sci, associate professor, professor of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-11;
e-mail: korvin92@bk.ru
Козлов Сергей Вячеславович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-89-11;
e-mail: korvin92@bk.ru
Kozlov Sergei Vyacheslavovich