

УДК 621.396.969.1

СИНТЕЗ ДВУХКАНАЛЬНОГО ДИСКРИМИНАТОРА УГЛОМЕРА, РАБОТАЮЩЕГО ПО НЕПРЕРЫВНОМУ ПОМЕХОВОМУ СИГНАЛУ ПРИ ЛИНЕЙНОМ СКАНИРОВАНИИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

М.М. БУЛАШ, С.В. ШАЛЯПИН

ОАО «АЛЕВКУРП», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 15 мая 2017

Аннотация. Приводится синтез алгоритма и структурные схемы двухканального дискриминатора измерителя угловых координат источника шумоподобного сигнала при линейном сканировании диаграммы направленности антенны.

Ключевые слова: линейное сканирование, оптимальная обработка, корреляция, активная шумовая помеха.

Abstract. The synthesis of the algorithm and structural schemes of two-channel discriminator of the angular coordinate meter of the noise-like signal source at linear scanning of the antenna directional diagram is given.

Keywords: linear scanning, optimum processing, correlation, active noise interference.

Doklady BGUIR. 2017, Vol. 107, No. 5, pp. 19-25

Synthesis of an angle meter two-channel discriminator working on continuous interference signal at antenna directional diagram linear scanning

M.M. Bulash, S.V. Shaliapin

Введение

В работах [1, 2] для метода линейного сканирования диаграммы направленности антенны получены структурные схемы и алгоритм работы дискриминатора устройства измерения угловых координат цели, использующего для снижения флуктуационной ошибки второй опорный канал с несканирующей или слабонаправленной антенной. В настоящей статье рассматривается применение описанного в работах [1, 2] метода для решения задачи измерения угловой координаты источника активной шумовой помехи (АШП). В этом случае АШП рассматривается уже не как компонент радиолокационного фона, а как полезный сигнал.

Отсутствие корреляции во временной структуре помехового сигнала, позволяет свести матрицу обработки к блочно-диагональному виду, отказаться от обращения многоэлементной корреляционной матрицы помехи и значительно снизить вычислительную и структурную сложность дискриминатора угломера.

Синтез структуры двухканального угломера источника активной шумовой помехи

Известна общая процедура обработки флуктуирующей последовательности импульсов с использованием отношения правдоподобия [3, с. 166–168; 4–7, 8, с. 258].

Выражение для функции отношения правдоподобия для активной шумовой помехи имеет вид

$$Z(\hat{\theta}_n, \theta_n) = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\xi_n^\dagger(\theta_n) \mathbf{Q}_n^{n0}(\hat{\theta}_n) \xi_n(\theta_n) + \alpha_n^{n0}(\hat{\theta}_n) \right), \quad (1)$$

где $\xi(\theta_n) = \{\xi_0, \dots, \xi_n, \dots, \xi_{N-1}\}^T$ – отсчеты принятого сигнала, N – количество отсчетов за один обзор; $\mathbf{Q}^{n0}(\hat{\theta}_n) = \mathbf{Q}^\Phi - \mathbf{Q}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n)$ – матрица обработки; $\mathbf{Q}^\Phi = (\mathbf{R}^\Phi)^{-1}$ – обратная корреляционная матрица фона; \mathbf{R}^Φ – корреляционная матрица фона; $\mathbf{Q}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) = (\mathbf{R}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n))^{-1}$ – обратная корреляционная матрица смеси помехи и фона; $\mathbf{R}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) = \mathbf{R}^n(\hat{\theta}_n) + \mathbf{R}^\Phi$ – корреляционная матрица смеси помехи и фона; $\mathbf{R}^n(\hat{\theta}_n)$ – корреляционная матрица помехи; $\alpha^{n0}(\hat{\theta}_n) = \ln \left(\frac{\text{Det}(\mathbf{R}^\Phi)}{\text{Det}(\mathbf{R}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n))} \right)$, где $\text{Det}(\cdot)$ – функция нахождения определителя матрицы; $(\cdot)^\dagger$ – эрмитово сопряжение; θ_n – истинное угловое положение источника АШП; $\hat{\theta}_n$ – текущая оценка углового положения источника АШП.

Запишем входной сигнал угломера $\xi(\theta_n)$ от двух каналов приема в следующем виде:

$$\xi(\theta_n) = \{\xi_{0,0}, \xi_{0,1}, \dots, \xi_{n,0}, \xi_{n,1}, \dots, \xi_{N-1,0}, \xi_{N-1,1}\}^T, \quad (2)$$

где $\xi_{n,0}$ – n -й отсчет сигнала, принятого сканирующей антенной, $\xi_{n,1}$ – n -й отсчет сигнала, принятого дополнительной антенной.

Помеха имеет сильную межканальную корреляцию и характеризуется отсутствием корреляции по времени, поэтому результирующая корреляционная матрица помехи от двух каналов с учетом (2) будет иметь блочно-диагональный вид:

$$\mathbf{R}^n(\hat{\theta}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0^n(\hat{\theta}_n) & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \mathbf{R}_n^n(\hat{\theta}_n) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \mathbf{R}_{N-1}^n(\hat{\theta}_n) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $\mathbf{R}_n^n(\hat{\theta}_n) = \begin{bmatrix} R_{n,00}^n(\hat{\theta}_n) & R_{n,01}^n(\hat{\theta}_n) \\ R_{n,11}^n(\hat{\theta}_n) & R_{n,10}^n(\hat{\theta}_n) \end{bmatrix}$ – блок-матрица АШП, размером 2×2 , для n -х отсчетов

сигналов в двух приемных каналах по дальности; $R_{n,00}^n(\hat{\theta}_n) = \overline{\xi_{n,0} \xi_{n,0}^*}$ – дисперсия сигнала в канале приема со сканирующей антенной; $R_{n,11}^n(\hat{\theta}_n) = \overline{\xi_{n,1} \xi_{n,1}^*}$ – дисперсия сигнала в канале приема с несканирующей антенной; $R_{n,01}^n(\hat{\theta}_n) = (R_{n,10}^n(\hat{\theta}_n))^* = \overline{\xi_{n,0} \xi_{n,1}^*}$ – коэффициенты межканальной корреляции сигнала.

С учетом дополнительной модуляции сигнала диаграммой направленности удвоенная дисперсия помехи в канале сканирующей антенны имеет вид $R_{n,00}^n(\hat{\theta}_n) = 2\sigma_{n,0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_n)|^2$, где $\sigma_{n,0}^2$ – дисперсия помехи в канале сканирующей антенны в максимуме диаграммы направленности; $U_{n,0}(\hat{\theta}_n)$ – n -й отсчет множителя, определяемый формой диаграммы направленности при условии, что максимум диаграммы совпадает с направлением на $\hat{\theta}_n$.

Из-за отсутствия дополнительной модуляции удвоенная дисперсия помехи в канале несканирующей антенны имеет вид $R_{n,11}^n = 2\sigma_{n,1}^2$, где $\sigma_{n,1}^2$ – дисперсия помехи в канале несканирующей антенны.

Коэффициент межканальной корреляции помехи с учетом модуляции диаграммой направленности антенны имеет вид

$$R_{k,01}^n(\hat{\theta}_n) = 2\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_{k,0}(\hat{\theta}_n)r_{0,1},$$

где $r_{0,1}$ – межканальный нормированный коэффициент корреляции помехи.

Фон представлен белым гауссовским шумом приемника. Корреляционная матрица фона (белого шума) имеет диагональный вид, подобный (3):

$$\mathbf{R}^\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0^\Phi & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{R}_n^\Phi & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & \mathbf{R}_{N-1}^\Phi \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $\mathbf{R}_n^\Phi = \begin{bmatrix} R_{n,00}^n & 0 \\ 0 & R_{n,11}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\sigma_{\Phi,0}^2 & 0 \\ 0 & 2\sigma_{\Phi,1}^2 \end{bmatrix}$, $\sigma_{\Phi,0}^2$ – дисперсия внутреннего шума в канале сканирующей антенны, $\sigma_{\Phi,1}^2$ – дисперсия внутреннего шума в канале несканирующей антенны.

С учетом (3) и (4) корреляционная матрица смеси сигнала и фона $\mathbf{R}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n)$ будет иметь вид

$$\mathbf{R}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & \mathbf{R}_{N-1}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) = \begin{bmatrix} 2\sigma_{\Phi,0}^2 + 2\sigma_{n,0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_n)|^2 & 2\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_{n,0}(\hat{\theta}_n)r_{0,1} \\ 2\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_{n,0}^*(\hat{\theta}_n)r_{0,1} & 2\sigma_{\Phi,1}^2 + 2\sigma_{n,1}^2 \end{bmatrix}$ – блок-матрица АШП размером

2×2 для n -х отсчетов сигналов в двух приемных каналах по дальности.

С учетом (4) и (5) выражение (1) можно упростить до следующего вида:

$$Z(\hat{\theta}_n) = \sum_{n=0}^{N-1} (\xi_n^\dagger \mathbf{Q}_n^{n0}(\hat{\theta}_n) \xi_n + \alpha_n^{n0}(\hat{\theta}_n)), \quad (6)$$

где $\xi_n = [\xi_{n,0}, \xi_{n,1}]^T$ – вектор с двумя элементами, где первый элемент $\xi_{n,0}$ – это n -й отсчет сканирующего канала, а второй элемент $\xi_{n,1}$ – n -й отсчет несканирующего канала приема;

$\alpha_n^{n0}(\hat{\theta}_n) = \ln \left(\frac{\text{Det}(\mathbf{R}_n^\Phi)}{\text{Det}(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n))} \right)$ – смещение функции отношения правдоподобия;

$\mathbf{Q}_n^{n0}(\hat{\theta}_n) = (\mathbf{R}_n^\Phi)^{-1} - (\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n))^{-1}$ – матрица обработки размером 2×2 для n -х отсчетов сигналов в двух приемных каналах по дальности.

С учетом того, что матрица \mathbf{Q}^Φ не зависит от $\hat{\theta}_n$, функция (1) сохранит свою монотонность и положение экстремума при преобразовании матрицы обработки к виду $\mathbf{Q}^{n0}(\hat{\theta}_n) \rightarrow \mathbf{Q}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) = (\mathbf{R}^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n))^{-1}$. При таком упрощении функция отношения правдоподобия (1) преобразуется в функцию правдоподобия:

$$Z(\hat{\theta}_n, \theta_n) = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\xi_n^\dagger(\theta_n) \mathbf{Q}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \xi_n(\theta_n) + \alpha_n^n(\hat{\theta}_n) \right) = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\xi_n^\dagger(\theta_n) \left(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \right)^{-1} \xi_n(\theta_n) + \alpha_n^n(\hat{\theta}_n) \right), \quad (7)$$

где $\alpha_n^n(\hat{\theta}_n) = -\ln \left(\text{Det} \left(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \right) \right)$ – смещение функции правдоподобия, $\text{Det} \left(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \right) = 4 \left[\left(\sigma_{\phi,0}^2 + \sigma_{n,0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_n)|^2 \right) \left(\sigma_{\phi,1}^2 + \sigma_{n,1}^2 \right) - \sigma_{n,0}^2 \sigma_{n,1}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_n)|^2 |r_{0,1}|^2 \right]$ – определитель корреляционной матрицы смеси помехи и фона.

Блок-матрица $\mathbf{Q}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n)$ может быть представлена в развернутом виде

$$\mathbf{Q}_k^{n0}(\hat{\theta}_n) = \frac{1}{\text{Det} \left(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \right)} \begin{bmatrix} 2\sigma_{\phi,1}^2 + 2\sigma_{n,1}^2 & -2\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_{n,0}(\hat{\theta}_n)r_{0,1} \\ -2\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_{n,0}^*(\hat{\theta}_n)r_{0,1}^* & 2\sigma_{\phi,0}^2 + 2\sigma_{n,0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_n)|^2 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

С учетом (7) функция правдоподобия (6) в развернутом виде примет вид

$$Z(\hat{\theta}_n, \theta_n) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2 \left(\sigma_{\phi,1}^2 + \sigma_{n,1}^2 \right) |\xi_{n,0}|^2 - 4 \text{Re} \left(\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_{n,0}(\hat{\theta}_n)r_{0,1}\xi_{n,1}\xi_{n,0}^* \right) + 2 \left(\sigma_{\phi,0}^2 + \sigma_{n,0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_n)|^2 \right) |\xi_{n,1}|^2}{\text{Det} \left(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \right)} - \sum_{n=0}^{N-1} \ln \left(\text{Det} \left(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \right) \right). \quad (9)$$

Как видно из последнего выражения, для определения функции максимального правдоподобия достаточно знать элементы матриц $\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n)$ и $\mathbf{R}_n^\Phi(\hat{\theta}_n)$, для оценки которых необходима предварительная адаптация:

- к мощности сигналов АПП в каждом канале приема;
- к мощности шума каналов приема;
- к межканальному коэффициенту корреляции сигналов.

Форма диаграммы направленности сканирующей антенны $U_{n,0}(\hat{\theta}_n)$ полагается априорно известной.

После введения коэффициентов

$$\begin{aligned} a_0 &= 2 \left(\sigma_{\phi,1}^2 + \sigma_{n,1}^2 \right); \\ a_{10}(\hat{\theta}_n) &= \sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_{n,0}(\hat{\theta}_n)r_{0,1}; \\ a_1(\hat{\theta}_n) &= 2 \left(\sigma_{\phi,0}^2 + \sigma_{n,0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_n)|^2 \right); \\ b(\hat{\theta}_n) &= \text{Det} \left(\mathbf{R}_n^{n+\Phi}(\hat{\theta}_n) \right) \end{aligned} \quad (10)$$

выражение (9) приобретает более простой вид:

$$Z(\hat{\theta}_n, \theta_n) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_0 |\xi_{n,0}|^2 - 4 \text{Re} \left(a_{10}(\hat{\theta}_n) \xi_{n,1} \xi_{n,0}^* \right) + a_1(\hat{\theta}_n) |\xi_{n,1}|^2}{b(\hat{\theta}_n)} - \sum_{n=0}^{N-1} \ln \left(b(\hat{\theta}_n) \right). \quad (11)$$

Поиск конкретного значения угловых координат источника АПП осуществляется по решающему правилу $Z(\hat{\theta}_n) \Big|_{\hat{\theta}_n = \theta_n} = \max$.

Данную задачу можно решать способом, описанном в [1], или использовать классический подход [3, с. 392]. В этом случае решение будет соответствовать выражению

$$D(\hat{\theta}_n) \Big|_{\hat{\theta}_n = \theta_n} = \frac{d Z(\hat{\theta}_n)}{d \hat{\theta}_n} = 0. \quad (12)$$

Определение аналитического выражения (12) является сложной задачей, поэтому для вычисления (12) используем подход [3, с. 394], основанный на замене производной (12) конечной разностью

$$D(\hat{\theta}_n) = Z(\hat{\theta}_n + \Delta\hat{\theta}_n) - Z(\hat{\theta}_n - \Delta\hat{\theta}_n). \quad (13)$$

С учетом (13) структура двухканального дискриминатора измерителя угловых координат источника АШП с линейным сканированием диаграммы направленности будет иметь вид, показанный на рис. 1. Дискриминатор, представленный на рис. 1, как и классический дискриминатор [4, с. 394] имеет два взаимно расстроенных канала. В первом канале происходит вычисление $Z(\hat{\theta}_n + \Delta\hat{\theta}_n)$, во втором – $Z(\hat{\theta}_n - \Delta\hat{\theta}_n)$. В блоке вычисления весовых коэффициентов производится оценка параметров приёмных сигналов с последующим определением соответствующих коэффициентов (10), поступающих в блоки вычисления $Z(\hat{\theta}_n + \Delta\hat{\theta}_n)$ и $Z(\hat{\theta}_n - \Delta\hat{\theta}_n)$. Помимо сигналов приемных антенн, на вход блока вычисления весовых коэффициентов поступает измеренное значение углового положения источника АШП. Фильтры экстраполяции преобразуют сигнал ошибки дискриминатора $D(\hat{\theta}_n)$ в угловую координату источника помехи.

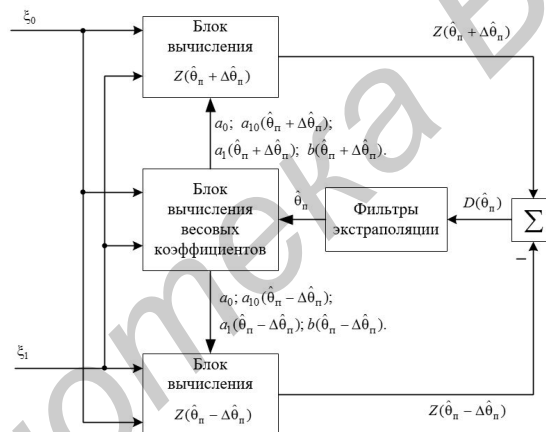


Рис. 1. Структурная схем двухканального дискриминатора измерителя угловых координат постановщика активных шумовых помех с линейным сканированием диаграммы направленности

Внутренняя структура блока вычисления $Z(\hat{\theta}_n + \Delta\hat{\theta}_n)$ представлена на рис. 2.

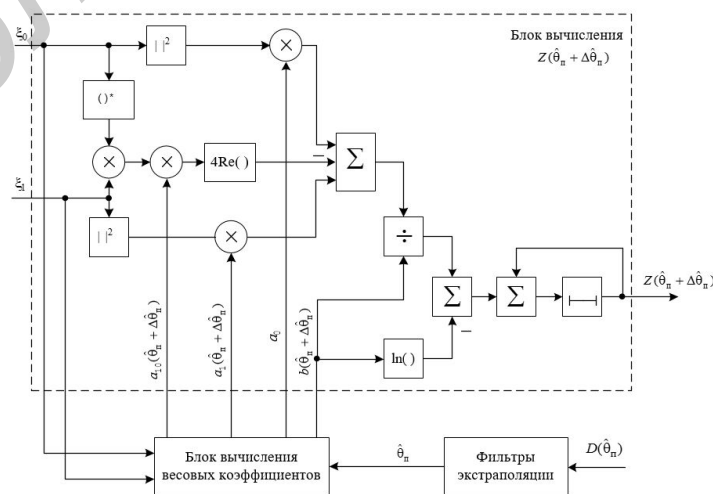


Рис. 2. Структурная схема блока вычисления $Z(\hat{\theta}_n + \Delta\hat{\theta}_n)$

Блок вычисления $Z(\hat{\theta}_n - \Delta\hat{\theta}_n)$ аналогичен блоку вычисления величины $Z(\hat{\theta}_n + \Delta\hat{\theta}_n)$, за исключением значений весовых коэффициентов (10). Схема, изображенная на рис. 2, обеспечивает вычисление (11). Вычислительные схемы, приведенные на рис. 1 и 2, значительно проще, чем алгоритм, описанный в [1], из-за отсутствия процедур, связанных с обращением многоэлементных матриц.

Заключение

В работе приведен синтез двухканального дискриминатора угломера, работающего по непрерывному помеховому сигналу при линейном сканировании диаграммы направленности. Показано, что двухканальный угломер, описанный в [1], может быть значительно упрощен для некоррелированного по времени сигнала, так как нет необходимости определения многоэлементной обратной корреляционной матрицы длиной $2N \times 2N$, где N – количество импульсов входного сигнала в одном канале приёма за один обзор.

Алгоритм работы описанного дискриминатора является оптимальным для шумоподобного сигнала в части определения функции максимального правдоподобия. Для снижения структурной сложности возможен переход к квазиоптимальной структуре дискриминатора с двумя расстроенными каналами и вычитанием.

Список литературы

1. Булаш М.М., Шаляпин С.В. Синтез оптимального двухканального угломера с линейным сканированием диаграммы направленности антенны // Докл. БГУИР. 2016. № 4 (98). С. 35–39.
2. Булаш М.М., Малевич И.Ю., Шаляпин С.В. Двухканальный измеритель угловых координат сильнофлуктуирующей цели для линейного сканирования диаграммы направленности антенны // Тез. докл. 51-й науч. конф. аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР. Минск, 7 мая 2015 г. С. 13.
3. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. Основы радиолокации. М.: Воениздат, 1983. 456 с.
4. Kurlovich V.I., Geyster S.R. Experimental studies of spectral portraits of propeller-driven fixed wing and turbo-jet aircraft in a surveillance radar with a continuous probing signal // *Electromagnetic Waves & Electronic Systems*. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 11–16.
5. Kurlovich V.I., Shaliapin S.V., Bashkevich V.Ya. Digital Processing of Broadband Portraits in a Detection-Recognition Filter System // *Electromagnetic Waves & Electronic Systems*. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 17–27.
6. Адхам Салим Аль-Муаз, Шаляпин С.В. Устройства обработки амплитудных регулярно-коррелированных сигналов // Докл. БГУИР. 2007. № 3 (19) С. 43–49.
7. Ярмолик С.Н., Шаляпин С.В. Решение задачи распознавания классов объектов на основе быстрых алгоритмов цифровой обработки сигналов // Докл. БГУИР. 2003. Т. 1, № 3. С. 24–27.
8. Курлович В.И., Шаляпин С.В. Основы теории радиосистем. Минск: ВА РБ, 2000. 342 с.

References

1. Bulash M.M., Shal'apin S.V. Sintez optimal'nogo dvuhkanal'nogo uglomera s linejnym skanirovanijem diagrammy napravlenosti anteny // *Dokl. BGUIR*. 2016. № 4 (98). S. 35–39. (in Russ.)
2. Bulash M.M., Malevich I.Ju., Shal'apin S.V. Dvuhkanal'nyj izmeritel' uglovyh koordinat sil'nofluktuirujushhej celi dlja linejnogo skanirovanija diagrammy napravlenosti anteny // *Tez. dokl. 51-j nach. konf. aspirantov, magistrantov i studentov BGUIR*. Minsk, 7 maja 2015 g. S. 13. (in Russ.)
3. Ohrimenko A.E. *Osnovy radiolokacii i RJeB*. Ch.1. *Osnovy radiolokacii*. M.: Voenizdat, 1983. 456 s. (in Russ.)
4. Kurlovich V.I., Geyster S.R. Experimental studies of spectral portraits of propeller-driven fixed wing and turbo-jet aircraft in a surveillance radar with a continuous probing signal // *Electromagnetic Waves, Electronic Systems*. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 11–16.
5. Kurlovich V.I., Shaliapin S.V., Bashkevich V.Ya. Digital Processing of Broadband Portraits in a Detection-Recognition Filter System // *Electromagnetic Waves, Electronic Systems*. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 17–27.
6. Adham Salim Al'-Muaz, Shal'apin S.V. Ustrojstva obrabotki amplitudnyh reguljarno-korrelirovannyh signalov // *Dokl. BGUIR*. 2007. № 3 (19) S. 43–49. (in Russ.)
7. Jarmolik S.N., Shal'apin S.V. Reshenie zadachi raspoznavanija klassov objektov na osnove bystryh algoritmov cifrovoj obrabotki signalov // *Dokl. BGUIR*. 2003. T. 1, № 3. S. 24–27. (in Russ.)
8. Kurlovich V.I., Shal'apin S.V. *Osnovy teorii radiosistem*. Minsk: VA RB, 2000. 342 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Булаш М.М., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, м.н.с. ОАО «АЛЕВКУРП».

Шаляпин С.В., к.т.н, доцент, начальник научного исследовательского сектора ОАО «АЛЕВКУРП».

Адрес для корреспонденции

220043, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, д. 95, корпус 7,
ОАО «АЛЕВКУРП»
тел. +375-25-532-27-25;
e-mail: max.302@rambler.ru
Булаш Максим Михайлович

Information about the authors

Bulash M.M., PG student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics, junior researcher of JSC «ALEVKURP».

Shaliapin S.V., PhD., associate professor, head of scientific research sector of JSC «ALEVKURP».

Address for correspondence

220043, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave. 95, building 7,
JSC «ALEVKURP»
tel. +375-25-532-27-25;
e-mail: max.302@rambler.ru
Bulash Maksim Mihailovich

Библиотека БГУИР