

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.391:621.396.96
doi:10.21685/2072-3059-2021-2-4

Анализ автокомпенсаторов доплеровского сдвига фазы пассивных помех

Д. И. Попов

Рязанский государственный радиотехнический университет
имени В. Ф. Уткина, Рязань, Россия
adop@mail.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Объектом исследования являются автокомпенсаторы доплеровского сдвига фазы пассивных помех на основе квазиоптимальных (упрощенных) дискриминаторов, использующих суммарно-разностные алгоритмы. Целью работы является сравнительный анализ точности автокомпенсации в зависимости от параметров пассивных помех и объема обучающей выборки. *Материалы и методы.* На основе синтезированных методом максимального правдоподобия дискриминационных алгоритмов рассмотрены принципы построения дискриминаторов и автокомпенсаторов замкнутого типа. *Результаты.* Приведены алгоритмы и структурная схема автокомпенсатора замкнутого типа, а также числовые результаты сравнительного анализа точности автокомпенсации при использовании различных дискриминаторов. *Выводы.* Рассмотренные автокомпенсаторы замкнутого типа позволяют осуществить выбор структур и параметров их узлов в зависимости от требований, предъявляемых к точности компенсации, длительности переходного процесса и сложности аппаратно-программной реализации. Оптимальные дискриминаторы на основе суммарно-разностных алгоритмов открывают возможности построения более простых в реализации квазиоптимальных дискриминаторов. Анализ автокомпенсаторов с оптимальными и квазиоптимальными дискриминаторами показывает, что рассмотренные упрощения приводят к незначительному снижению точности компенсации, позволяющему рекомендовать предложенные автокомпенсаторы для практического применения.

Ключевые слова: автокомпенсаторы, анализ, доплеровский сдвиг фазы, дискриминаторы, обучающая выборка, пассивная помеха, принципы построения, суммарно-разностные алгоритмы, точность автокомпенсации

Для цитирования: Попов Д. И. Анализ автокомпенсаторов доплеровского сдвига фазы пассивных помех // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2021. № 2. С. 44–52. doi:10.21685/2072-3059-2021-2-4

Analysis of Doppler auto-compensators phase shift of passive interference

© Попов Д. И., 2021. Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License / This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License.

D.I. Popov

Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, Ryazan, Russia
adop@mail.ru

Abstract. *Background.* The object of the study is the Doppler autocompensators phase shift of passive interference based on quasi-optimal (simplified) discriminators using sum-difference algorithms. The purpose of the work is a comparative analysis of the accuracy of autocompensation depending on the parameters of passive interference and the volume of the training sample. *Materials and methods.* On the basis of discriminatory algorithms synthesized by the maximum likelihood method, the principles of constructing closed-type discriminators and autocompensators are considered. *Results.* Algorithms and a block diagram of a closed-loop auto-compensator are presented, as well as numerical results of a comparative analysis of the accuracy of auto-compensation using various discriminators. *Conclusions.* The considered closed-loop auto-compensators allow for the selection of structures and parameters of their nodes, depending on the requirements for the accuracy of compensation, the duration of the transient process, and the complexity of the hardware implementation. Optimal discriminators based on sum-difference algorithms open up the possibility of constructing quasioptimal discriminators that are easier to implement. The analysis of autocompensators with optimal and quasi-optimal discriminators shows that the considered simplifications lead to an insignificant decrease in the accuracy of compensation, which allows us to recommend the proposed autocompensators for practical use.

Keywords: autocompensators, analysis, Doppler phase shift, discriminators, training sample, passive interference, construction principles, sum-difference algorithms, autocompensation accuracy

For citation: Popov D.I. Analysis of Doppler auto-compensators phase shift of passive interference. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki = University proceedings. Volga region. Engineering sciences.* 2021;2:44–52. (In Russ.). doi:10.21685/2072-3059-2021-2-4

Введение

При выделении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех основной операцией является режективное спектральных составляющих помехи [1–3]. В условиях априорной неопределенности характеристик пассивных помех широкое применение находят адаптивные режекторные фильтры (АРФ) [4–6]. В работе [4] предложен метод синтеза АРФ с комплексными весовыми коэффициентами нерекурсивного и рекурсивного типов с полной или частичной адаптацией. Практическая реализация данных АРФ в цифровом виде предполагает использование комплексных перемножителей (цифровых фазовращателей), число которых пропорционально порядку фильтра. Данное обстоятельство усложняет структуру АРФ, особенно высоких порядков, и затрудняет обработку сигналов в реальном масштабе времени при ограниченном быстродействии элементов цифровой техники. Кроме того, остатки режективной помехи на выходе АРФ с комплексными весовыми коэффициентами сохраняют доплеровские сдвиги фазы, что приводит к необходимости их компенсации при последующей когерентной обработке. С целью преодоления указанных трудностей следует отдельно решать задачи автокомпенсации доплеровского сдвига фазы помехи и последующего ее подавления в фильтре с действительными весовыми коэффициентами.

Известные автокомпенсаторы замкнутого типа содержат оптимальные дискриминаторы, основанные на операции комплексного перемножения [7].

Особенностью автокомпенсаторов замкнутого типа является возможность применения различных дискриминаторов, реализующих заданную точность компенсации не только за счет прямого усреднения поступающих данных, но и за счет инерционности обратной связи и, следовательно, длительности переходного процесса. Последнее может оказаться неприемлемым для систем обнаружения, но не препятствует применению автокомпенсаторов замкнутого типа в системах сопровождения.

Рассмотрим автокомпенсаторы на основе упрощенных (квазиоптимальных) дискриминаторов и проанализируем точность компенсации доплеровского сдвига фазы помехи.

1. Построение дискриминаторов

Полагаем, что помеха, создаваемая отражениями от протяженных объектов, располагается в двумерном строге азимут – дальность. В каждом элементе разрешения по дальности эта помеха задается последовательностью M выборочных значений комплексных огибающих $U_j = x_j + iy_j$, следующих вдоль азимута с периодом повторения T и образующих вектор-столбец $\{U_j\} = \{U_1, \dots, U_M\}^T$, описываемый корреляционной матрицей $[R_{jk}]$ с элементами

$$R_{jk} = \overline{U_j U_k^*} / 2\sigma_{\Pi}^2 = \rho_{jk} e^{i(j-k)\varphi} + \lambda \delta_{jk},$$

где ρ_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции помехи; φ – доплеровский сдвиг фазы помехи за период повторения T ; $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\Pi}^2$ – отношение шум/помеха; δ_{jk} – символ Кронекера.

В этом случае в пределах n смежных элементов разрешения по дальности образуется обучающая выборка в виде совокупности n векторов $\{U_{jl}\} = \{U_{1l}, \dots, U_{Ml}\}^T$, $l = \overline{1, n}$. Для оценивания величины φ достаточно данных двух смежных периодов повторения $\{U_{j-1,l}, U_{jl}\}^T$, при этом алгоритм оценивания рассогласования $\Delta\varphi$ между истинным и отслеживаемым автокомпенсатором значением φ в j -м периоде имеет вид

$$\Delta\hat{\varphi}_j = a_j / b_j, \quad (1)$$

где a_j , b_j – величины, которые вычисляются в соответствии с прямыми алгоритмами [7], содержащими операцию комплексного перемножения отсчетов $U_{j-1,l}$, U_{jl} , или с косвенными (суммарно-разностными) алгоритмами [8], свободными от этой операции.

В обоих случаях алгоритмы оценивания синтезируются методом максимального правдоподобия, что приводит к оптимальным структурам дискриминатора. Однако суммарно-разностные алгоритмы открывают возможности для дальнейших упрощений. В соответствии с модифицированными алгоритмами, оперирующими только с суммарными (разностными) значениями [8], имеем

$$\left. \begin{aligned} a_j &= \sum_{l=1}^n (\mp |U_{j-1,l} \pm iU_{jl}|^2 \pm |U_{j-1,l} \mp iU_{jl}|^2) \\ b_j &= \sum_{l=1}^n (\pm |U_{j-1,l} \pm U_{jl}|^2 \mp |U_{j-1,l} \mp U_{jl}|^2) \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

Дискриминатор на основе алгоритмов (2) реализует усреднение n элементов по дальности. Дополнительно может быть осуществлено межпериодное усреднение величин a_j , b_j , позволяющее повысить точность измерения. В системах сопровождения с целью уменьшения инерционности отслеживания по дальности представляется целесообразным полностью использовать возможности межпериодного усреднения, сокращая усреднение по дальности или отказываясь от него совсем. В системах обнаружения для оперативной компенсации доплеровского сдвига фазы представляет интерес минимально необходимое число периодов $M = 2$.

Дискриминаторы на основе суммарно-разностных алгоритмов можно значительно упростить, учитывая, что для эффективной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи достаточно соответствия между сигналом ошибки на выходе дискриминатора и исходным рассогласованием. Для этого характеристика дискриминатора с положительным наклоном должна проходить через начало координат. Упростим вычисления, заменив операции возведения в квадрат в алгоритме (2) операциями вычисления модулей. Алгоритмы (2) при этом преобразуются к виду

$$\left. \begin{aligned} a_{0j} &= \sum_{l=1}^n (\mp |x_{j-1,l} \mp y_{jl}| \mp |y_{j-1,l} \pm x_{jl}| \pm |x_{j-1,l} \pm y_{jl}| \pm |x_{j-1,l} \mp x_{jl}|) \\ b_{0j} &= \sum_{l=1}^n (\pm |x_{j-1,l} \pm x_{jl}| \pm |y_{j-1,l} \pm y_{jl}| \mp |x_{j-1,l} \mp x_{jl}| \mp |y_{j-1,l} \mp y_{jl}|) \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

Рассматривая свойства проекций при различных положениях разности векторов $(U_{j-1} - U_j)$, получаем эвристическим путем простой и удобный для практического применения алгоритм оценивания рассогласования:

$$\Delta \hat{\phi}_j = \sum_{l=1}^n [(\operatorname{sgn} x_{jl})(y_{j-1,l} - y_{jl}) - (\operatorname{sgn} y_{jl})(x_{j-1,l} - x_{jl})] / c_{12}, \quad (4)$$

где $c_{12} = \sum_{l=1}^n (|U_{j-1,l}|^2 + |U_{jl}|^2)$ – нормирующий коэффициент, определяемый при $k = M = 2$.

Отметим, что дискриминатор может быть построен на основе взаимно расстроенных линейных избирательных цепей, выполненных на цифровых линиях задержки. Дискриминаторы с разрешающей способностью по дальности в пределах одного или группы элементов разрешения удастся построить на основе простейших фильтров с прямой (схем однократной череспериодной компенсации) или обратной запаздывающей связью (рециркуляторов). В по-

следнем случае характеристики дискриминатора (крутизна и ширина линейного участка) могут регулироваться путем выбора величины расстройки и коэффициента обратной связи.

2. Принципы построения автокомпенсаторов

Рассмотрим теперь построение автокомпенсаторов. Представляют интерес цифровые методы компенсации непосредственно на видеочастоте, что позволяет осуществлять безынерционную компенсацию доплеровского сдвига фазы помехи по дальности. Структурная схема цифрового АРФ с автокомпенсатором замкнутого типа приведена на рис. 1 где $\dot{\times}$ – комплексный множитель; РФ – режекторный фильтр; ЗУ_T – запоминающее устройство на интервал T; В – вычислитель полного сдвига фазы; СФ – сглаживающий фильтр; Д – делитель; Н – накопитель. Дискриминатор, выполненный в соответствии с алгоритмом (4), использует входные и выходные отсчеты первого звена режекторного фильтра.

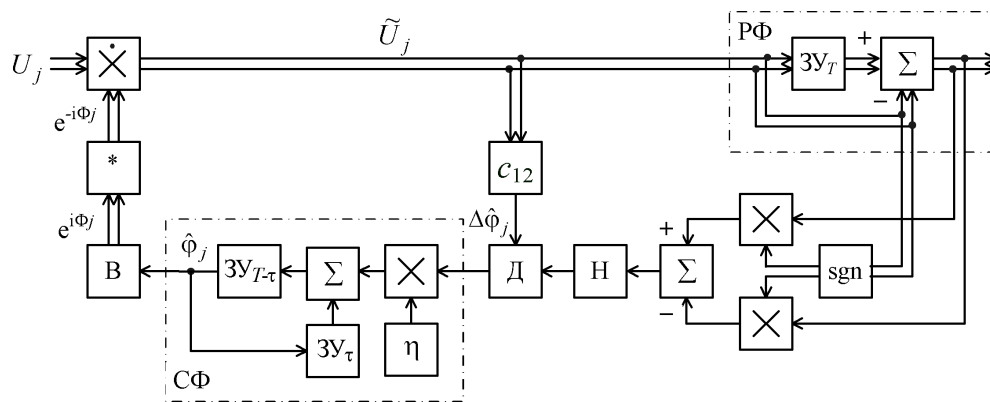


Рис. 1. Структурная схема АРФ с автокомпенсатором замкнутого типа

От дискриминатора текущие оценки рассогласования $\Delta\hat{\phi}_j$ поступают на вход сглаживающего фильтра (СФ). В СФ осуществляется взвешивание оценок с помощью весового коэффициента η и отдельное по каждому элементу разрешения накопление взвешенных величин, что приводит к сглаживанию оценок и образованию в установившемся режиме оценки межпериодного сдвига фазы $\hat{\phi}_j = \eta \sum_{k=1}^j \Delta\hat{\phi}_k$. Величина весового коэффициента η определяет коэффициент передачи разомкнутой петли автокомпенсатора и влияет на его динамические свойства и флюктуационную ошибку. С целью временного согласования со средним элементом обучающей выборки значения $\hat{\phi}_j$ на вход вычислителя (В) поступают с задержкой на интервал $T - \tau$, где τ – задержка оценок по отношению к среднему элементу обучающей выборки.

В соответствии с рис. 2,а полный сдвиг фазы $\Phi_j = \sum_{k=1}^j \hat{\phi}_k$, абсолютная величина которого не превышает 2π , вычисляется в результате накопления

оценок и нормализации накопленных сумм в сумматоре-нормализаторе (СН). Другой вариант реализации вычислителя (В) основывается на косинусно-синусном преобразовании оценок и последующем вычислении величины $e^{i\Phi_j} = e^{i\Phi_{j-1}} \cdot e^{i\hat{\phi}_j} = e^{i j \hat{\phi}}$ с помощью комплексного перемножителя (\times) и запоминающего устройства ЗУ_T (рис. 2, б).

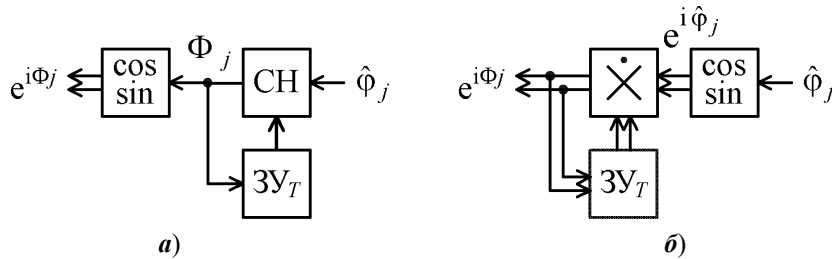


Рис. 2. Схема вычислителя полного сдвига фазы

Компенсация доплеровского сдвига фазы помехи осуществляется путем комплексного перемножения в блоке \times входных отсчетов U_j с выходной величиной $e^{-i\Phi_j}$ блока комплексного сопряжения $*$ (см. рис. 1). Выходные отсчеты комплексного перемножителя $\tilde{U}_j = U_j e^{-i j \hat{\phi}}$ в установившемся режиме не содержат доплеровских сдвигов фазы помехи с точностью до погрешностей измерения оценки $\hat{\phi}$.

Режектирование «остановленной» помехи осуществляется фильтром с действительными весовыми коэффициентами. Адаптация последних основывается на известных алгоритмах [4] и предполагает использование измерителей коэффициентов корреляции, выполняемых в данном случае также по упрощенным алгоритмам. В частности, алгоритм на основе модифицированного варианта суммарно-разностных преобразований [8] принимает вид

$$\hat{\rho}_{1k} = \frac{\sum_{j=k}^M \sum_{l=1}^n (\pm |U_{j-k+1,l} \pm U_{j,l}|^2 \mp |U_{j-k+1,l} \mp U_{j,l}|^2)}{\sum_{j=k}^M \sum_{l=1}^n (|U_{j-k+1,l} \pm U_{j,l}|^2 + |U_{j-k+1,l} \mp U_{j,l}|^2)}.$$

В случае многозвенного (каскадного) построения режекторного фильтра для вычисления оценки $\hat{\rho}_{12} = \hat{\rho}$ могут быть использованы выходные отсчеты первого каскада РФ – схемы череспериодной компенсации, изображенной на рис. 1. При этом каскадное построение РФ открывает новые возможности адаптации.

3. Анализ точности автокомпенсации

Анализ точности компенсации проведем на основе известного выражения для дисперсии флюктуационной ошибки $\sigma_{\hat{\phi}}^2 = 2S_{\text{ЭКВ}} \Delta f_{\text{ЭФ}}$, где $S_{\text{ЭКВ}}$ – эк-

вивалентная спектральная плотность флюктуаций; $\Delta f_{\text{эф}}$ – эффективная полоса пропускания автокомпенсатора [7].

Для оптимального дискриминатора на основе суммарно-разностных алгоритмов находим эквивалентную спектральную плотность:

$$S_{\text{экв}} = S_{\text{опт}} = -\left\{ \overline{\partial^2 \ln L(\{V_{jl}\}/\varphi) / \partial \varphi^2} \right\}^{-1},$$

где $L(\{V_{jl}\}/\varphi)$ – функция правдоподобия для результатов суммарно-разностных преобразований V_{jl} [8].

После соответствующих вычислений с учетом приведенного в работе [8] выражения для функции правдоподобия при $M=2$ для оптимального дискриминатора на основе суммарно-разностных алгоритмов получим

$$S_{\text{опт}} = [(1 + \lambda)^2 - \rho^2] / 2n\rho^2.$$

Рассматривая автокомпенсатор как дискретную систему, находим эффективную полосу пропускания

$$2\Delta f_{\text{эф}} = \frac{1}{2\pi i} \oint_{|z|=1} G(z)G(z^{-1}) \frac{dz}{z}, \quad (5)$$

где $G(z) = K_d H(z) / [1 + K_d H(z)]$; K_d – крутизна дискриминатора; $H(z)$ – системная функция сглаживающего фильтра в z -плоскости.

Для рассмотренных оптимальных дискриминаторов имеем $K_d = 1$, системная функция сглаживающего фильтра, представленного на рис. 1, $H(z) = \eta / (z - 1)$. После вычисления интеграла (5) получим $2\Delta f_{\text{эф}} = \eta / (2 - \eta)$. Окончательно имеем

$$\sigma_{\varphi}^2 = \eta [(1 + \lambda)^2 - \rho^2] / 2(2 - \eta)n\rho^2. \quad (6)$$

В частности, определив полюс $z_p = 1 - K_d \eta$ системной функции $G(z)$, нетрудно найти, что условию устойчивости автокомпенсатора $|z_p| < 1$ соответствует величина весового коэффициента $0 < \eta < 2$.

Для гауссовского спектра помехи с нормированной шириной $\beta_{\Pi} = \Delta f_{\Pi} T = 0,05$ при $\eta = 1$ и $\lambda \leq 10^{-4}$ на рис. 3 представлены зависимости среднеквадратичных ошибок доплеровской фазы σ_{φ} от числа усредняемых отсчетов n . Кривая 1 соответствует расчетам по формуле (6), кривая 2 – моделированию автокомпенсатора с дискриминатором на основе алгоритмов (1) и (2), а кривая 3 – моделированию автокомпенсатора с дискриминаторами на основе квазиоптимальных алгоритмов (3) и (4), реализующих практически одинаковую точность компенсации.

Результаты моделирования оптимальных алгоритмов (кривая 2) подтверждают асимптотическую эффективность оценок, получаемых в замкнутых измерителях, и, следовательно, предельную точность компенсации до-

плеровского сдвига фазы помехи, а также эквивалентность дискриминаторов на основе прямых и косвенных алгоритмов. Из результатов моделирования квазиоптимальных алгоритмов (кривая 3) следует, что упрощения приводят к несущественному снижению точности компенсации. Реализация алгоритмами (3) и (4) практически одинаковой точности компенсации позволяет отдать предпочтение последнему – более простому. Величина $\eta=1$ соответствует минимальной длительности переходного процесса. В общем случае величина η совместно с величиной n может выбираться из условия обеспечения заданной точности компенсации.

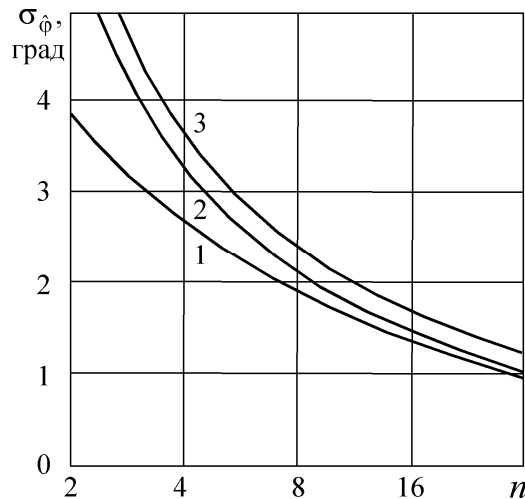


Рис. 3. Зависимости среднеквадратичных ошибок доплеровского сдвига фазы помехи от числа усредняемых отсчетов

Заключение

Рассмотренные автокомпенсаторы замкнутого типа позволяют осуществить выбор структур и параметров их узлов в зависимости от требований, предъявляемых к точности компенсации, длительности переходного процесса и сложности аппаратурно-программной реализации.

Оптимальные дискриминаторы на основе суммарно-разностных алгоритмов открывают возможности построения более простых в реализации квазиоптимальных дискриминаторов.

Анализ автокомпенсаторов с оптимальными и квазиоптимальными дискриминаторами показывает, что рассмотренные упрощения приводят к несущественному снижению точности компенсации, позволяющему рекомендовать предложенные автокомпенсаторы для практического применения.

Список литературы

1. Radar Handbook / ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw–Hill, 2008. 1352 p.
2. Richards M. A., Scheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York : SciTech Publishing, IET, Edison, 2010. 924 p.
3. Melvin W. L., Scheer J. A. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York : SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
4. Попов Д. И. Синтез цифровых адаптивных режекторных фильтров // Радиотехника. 1981. Т. 36, № 10. С. 53–57.

5. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев : Изд-во «КВиЦ», 2000. 428 с.
6. Richards M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. New York : McGraw–Hill Education, 2014. 618 p.
7. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.
8. Попов Д. И. Оценивание параметров пассивных помех на основе косвенных алгоритмов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2019. Т. 62, № 1. С. 54–63.

References

1. Skolnik M. I. (ed.). *Radar Handbook*. 3rd ed. McGraw–Hill, 2008:1352.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010:924.
3. Melvin W.L., Scheer J.A. *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013:846.
4. Popov D.I. Synthesis of digital adaptive notch filters. *Radiotekhnika = Radio engineering*. 1981;36(10):53–57. (In Russ.)
5. Kuz'min S.Z. *Tsifrovaya radiolokatsiya. Vvedenie v teoriyu = Digital radar. Introduction to theory*. Kiev: Izd-vo «KViTs», 2000:428.
6. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. New York: McGraw–Hill Education, 2014:618.
7. Popov D.I. Auto-compensation of Doppler phase of passive interference. *Tsifrovaya obrabotka signalov = Digital signal processing*. 2009;2:30–33. (In Russ.)
8. Popov D.I. Estimation of passive interference parameters based on indirect algorithms. *Izvestiya vuzov. Radioelektronika = University proceedings. Radioelectronics*. 2019;62(1):54–63. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the authors

Дмитрий Иванович Попов

доктор технических наук, профессор,
профессор кафедры радиотехнических
систем, Рязанский государственный
радиотехнический университет имени
В. Ф. Уткина (Россия, г. Рязань,
ул. Гагарина, 59/1)

E-mail: adop@mail.ru

Dmitriy I. Popov

Doctor of engineering sciences, professor,
professor of the sub-department of radio
engineering systems, Ryazan State
Radio Engineering University named
after V. F. Utkin (59/1 Gagarina street,
Ryazan, Russia)

Поступила в редакцию / Received 19.02.2021

Поступила после рецензирования и доработки / Revised 15.03.2021

Принята к публикации / Accepted 25.03.2021