

УДК 621.396.98

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ДВУХКАНАЛЬНОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА МЕШАЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

С.М. КОСТРОМИЦКИЙ¹, А.П. ШУМСКИЙ², И.Н. ДАВЫДЕНКО¹

¹Республиканское научно-производственное унитарное предприятие
«Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси», Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 20 апреля 2018

Аннотация. Задача оптимизации автокомпенсаторов мешающих излучений в РЛС с быстрым линейным сканированием является актуальной. Основной проблемой автокомпенсаторов с градиентным способом самонастройки являются большие динамические ошибки формирования весовых коэффициентов. Для снижения влияния динамических ошибок на эффективность компенсации используют расширение полос пропускания замкнутых контуров самонастройки. Однако в этом случае увеличивается вклад флуктуационных ошибок в суммарные ошибки. Существуют оптимальные значения параметров автокомпенсатора, при которых суммарные ошибки минимальны. В статье получены выражения для оптимальных параметров двухканального автокомпенсатора мешающих излучений с градиентным способом самонастройки при подавлении сигналов двух источников излучения. Для простоты рассматривается случай цепей самонастройки с первым порядком астатизма, а боковые лепестки основной диаграммы направленности описываются гармонической аппроксимацией. Полученные результаты подтверждаются имитационным моделированием двухканального автокомпенсатора.

Ключевые слова: двухканальный автокомпенсатор мешающих излучений, ошибки самонастройки, параметрическая оптимизация.

Abstract. The task of optimizing of the compensators of interfering radiations in radars with fast linear scanning is relevant. The main problem of autocompensators with a gradient self-tuning method is the large dynamic errors in the formation of weight coefficients. To reduce the impact of dynamic errors on compensation efficiency, the bandwidth extension of closed self-tuning circuits is used. However, in this case, the contribution of fluctuation errors to the total errors increases. There are optimal values of autocompensator parameters, at which the total errors are minimal. The article obtained expressions for the optimal parameters of a dual-channel auto-compensator for interfering radiations with a gradient self-tuning method when suppressing the signals of two radiation sources. For simplicity, the case of self-tuning chains with the first order of astatism is considered, and the side lobes of the main radiation pattern are described by harmonic approximation. The obtained results are confirmed by the simulation modeling of a two-channel auto-compensator.

Keywords: two-channel auto-compensator of interfering radiations, self-tuning errors, parametric optimization.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 49-54

The optimal parameters of a two channel canceller of interfering emission

S.M. Kostromitski, A.P. Shumski, I.N. Davydenko

Введение

Задача расчета оптимальных значений параметров цепей самонастройки автокомпенсаторов мешающих излучений, при которых суммарные ошибки самонастройки минимальны, является актуальной. Для случая одноканального автокомпенсатора помех анализ ошибок самонастройки и параметрическая оптимизация цепи самонастройки проводилась

в [1, 2]. Анализ ошибок самонастройки двухканального автокомпенсатора шумовых помех при наличии сигналов двух помеховых источников проводился в [3, 4]. Данная статья посвящена параметрической оптимизации цепей самонастройки двухканального автокомпенсатора шумовых помех, реализующего градиентный алгоритм формирования весовых коэффициентов и первый порядок астатизма цепей самонастройки.

Ошибки самонастройки автокомпенсатора мешающих излучений

Для двухканального автокомпенсатора мешающих излучений с первым порядком астатизма квадраты модулей динамических ошибок измерения весовых коэффициентов по скорости в предположении гармонической аппроксимации боковых лепестков диаграммы направленности основной антенны в эквивалентном ортонормированном базисе определяются выражениями [3]:

$$\begin{aligned} |\Delta W'_{\text{дин-1}}(t)|^2 &= \left| A_1 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_V K_{II} \lambda_1} \right|^2 \cos^2 \left(\frac{\pi}{\Delta \theta_{0,5}} \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right] \right), \\ |\Delta W'_{\text{дин-2}}(t)|^2 &= \left| A_2 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_V K_{II} \lambda_2} \right|^2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{\Delta \theta_{0,5}} \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right] \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где K_V – коэффициент преобразования интегратора по скорости; K_{II} – коэффициент передачи цепей корреляционной обратной связи по мощности; $\lambda_{1,2}$ – максимальное и минимальное собственные значения корреляционной матрицы сигналов помех, принятых компенсационными каналами; θ_1, θ_2 – угловое положение относительно нормали к основной антенне первой и второй помех; $T = \Delta \theta_{0,5} / \Omega$; $\Delta \theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности

основной антенны; $\Omega = \frac{d\theta(t)}{dt}$ – скорость углового вращения основной антенны;

$$A_1 = \frac{2\sigma^2}{\lambda_1} \frac{\sqrt{N} \sqrt{(1+\rho_{12})}}{\sqrt{2}} \cdot 2 \cos \left(\frac{\pi}{\Delta \theta_{0,5}} \left[\frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \right] \right); A_2 = \frac{2\sigma^2}{\lambda_2} \frac{\sqrt{N} \sqrt{(1-\rho_{12})}}{\sqrt{2}} \cdot 2 \sin \left(\frac{\pi}{\Delta \theta_{0,5}} \left[\frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \right] \right);$$

$\rho_{12} = \rho_{21}^* = \frac{(\mathbf{X}_2^+) \mathbf{X}_1}{N}$; «+» – знак эрмитова сопряжения; \mathbf{X}_i – нормированный комплексный вектор амплитудно-фазового распределения на компенсационных антеннах, создаваемого сигналом i -го помехопостановщика; $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ – средние мощности каждой из помех в компенсационных каналах; $N = 2$ – число компенсационных каналов.

Величины удвоенных дисперсий флуктуационных ошибок измерения весовых коэффициентов двухканального автокомпенсатора мешающих излучений в эквивалентном ортонормированном базисе не зависят от номера эквивалентного контура самонастройки и определяются выражением [4]

$$2\sigma_{\text{фл-1,2}}'^2 = \frac{K_{II} 2\sigma_{\Sigma}^2 K_V}{\beta \Delta f_{\text{ш}} 2}, \quad (2)$$

где σ_{Σ}^2 – мощность остатков компенсации мешающих излучений на выходе автокомпенсатора шумовых помех в предположении отсутствия ошибок самонастройки; β – постоянный коэффициент, зависящий от формы корреляционной функции шумовой помехи; $\Delta f_{\text{ш}}$ – ширина спектра шумовой помехи.

Суммарные величины амплитудных значений удвоенной мощности остатков компенсации $2\sigma_{\Sigma \text{дин max}}^2$, обусловленных динамическими ошибками эквивалентных контуров самонастройки, и удвоенной мощности остатков компенсации $2\sigma_{\Sigma \text{фл}}^2$, обусловленных флуктуационными ошибками эквивалентных контуров самонастройки, в соответствии с [3, 4] и выражениями (1) и (2) имеют следующий вид:

$$2\sigma_{\Sigma_{\text{дин max}}}^2 = \lambda_1 \left| A_1 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_V K_{II} \lambda_1} \right|^2 + \lambda_2 \left| A_2 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_V K_{II} \lambda_2} \right|^2, \quad (3)$$

$$2\sigma_{\Sigma_{\phi l}}^2 = 2\sigma_{\Sigma_{\phi l-1}}^2 + 2\sigma_{\Sigma_{\phi l-2}}^2 = (\lambda_1 + \lambda_2) \frac{K_{II} 2\sigma_{\Sigma}^2 K_V}{\beta \Delta f_{\text{ш}} 2}. \quad (4)$$

Суммарное амплитудное значение удвоенной мощности остатков компенсации $2\sigma_{\Sigma_{\text{max}}}^2 = 2\sigma_{\Sigma_{\text{дин max}}}^2 + 2\sigma_{\Sigma_{\phi l}}^2$, обусловленной как динамическими, так и флуктуационными ошибками самонастройки, запишется в следующем виде:

$$2\sigma_{\Sigma_{\text{max}}}^2 = \frac{1}{K_V^2} \left(\lambda_1 \left| A_1 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_{II} \lambda_1} \right|^2 + \lambda_2 \left| A_2 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_{II} \lambda_2} \right|^2 \right) + (\lambda_1 + \lambda_2) \frac{K_{II} 2\sigma_{\Sigma}^2 K_V}{\beta \Delta f_{\text{ш}} 2}. \quad (5)$$

Параметрическая оптимизация автокомпенсатора мешающих излучений по минимуму мощности остатков компенсации

Оптимальное значение коэффициента преобразования интегратора по скорости K_{V-opt} , при котором дисперсия остатков компенсации, обусловленных суммарными ошибками самонастройки, принимает минимальное значение, в соответствии с [5, с. 354] определяется выражением

$$K_{V-opt} = \frac{1}{K_{II}} \sqrt[3]{4 \left(\frac{\pi}{T} \right)^2 \frac{\beta \Delta f_{\text{ш}}}{(\lambda_1 + \lambda_2) 2\sigma_{\Sigma}^2} \cdot \left(\frac{A_1^2}{\lambda_1} + \frac{A_2^2}{\lambda_2} \right)}. \quad (6)$$

С учетом результатов, полученных в [3], выражение для относительного оптимального коэффициента преобразования по скорости $K_{\text{отн}}$ можно записать в следующем виде:

$$K_{\text{отн}} = \frac{K_{V-opt}}{K_{V-opt}(\theta_1 = \theta_2)} = \sqrt[3]{64 \frac{1}{(\lambda_1 + \lambda_2)} \left(\frac{A_1^2}{\lambda_1} + \frac{A_2^2}{\lambda_2} \right)}. \quad (7)$$

График зависимости величины $K_{\text{отн}}$ от углового рассогласования $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ между двумя источниками помех для случая $\Delta\theta_{0,5} = 1^\circ$, $\sigma^2 / \sigma_{\text{ш}}^2 = 1000$, $d_k = L_A / 2$ (разнос фазовых центров компенсационных антенн d_k равен половине эффективного линейного размера основной антенны) приведен на рис. 1. Из рис. 1 видно, что при нулевом угловом рассогласовании между помехами величина относительного оптимального коэффициента преобразования принимает, как и ожидалось, единичное значение. При увеличении углового рассогласования между источниками помех до величины $0,03^\circ$ происходит увеличение коэффициента преобразования до максимального значения 13, что компенсирует существенное увеличение динамических ошибок самонастройки.

График зависимости отношения суммарной дисперсии остатков компенсации при отсутствии оптимизации к аналогичной величине для случая параметрической оптимизации $\alpha = \sigma_{\Sigma_{\text{max}}}^2 (K_{V-opt} = K_{V-opt}(\theta_1 = \theta_2)) / \sigma_{\Sigma_{\text{max}}}^2 (K_{V-opt})$ от углового рассогласования источников помех приведен на рис. 2. Из рис. 2 видно, что параметрическая оптимизация привела к снижению влияния ошибок самонастройки на мощность остатков компенсации в точке экстремума в 90 раз.

Следует отметить, что при больших угловых рассогласованиях помех $\Delta\theta$ возрастание величины $K_{\text{отн}}$ при снижении углового рассогласования помех носит объективный характер и обусловлено затягиванием переходных процессов. При дальнейшем снижении углового рассогласования между помехами происходит потеря их углового разрешения, и зависимость величины $K_{\text{отн}}$ от углового рассогласования помех начинает носить более сложный характер.

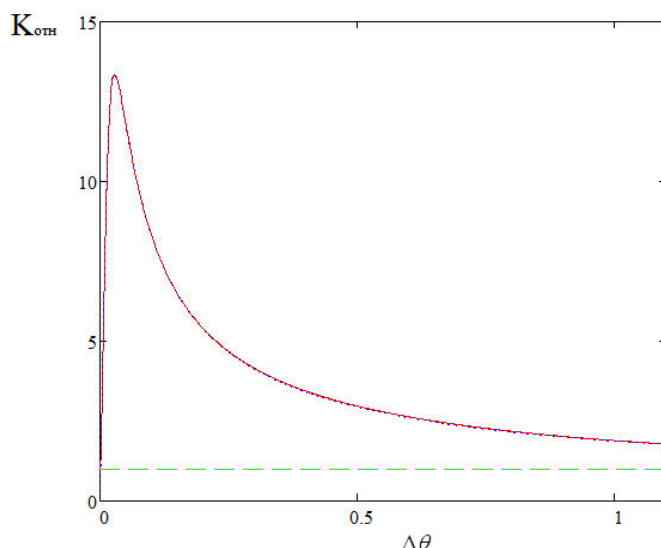


Рис. 1. График зависимости величины $K_{отн}$ от углового рассогласования $\Delta\theta$ между двумя помехами

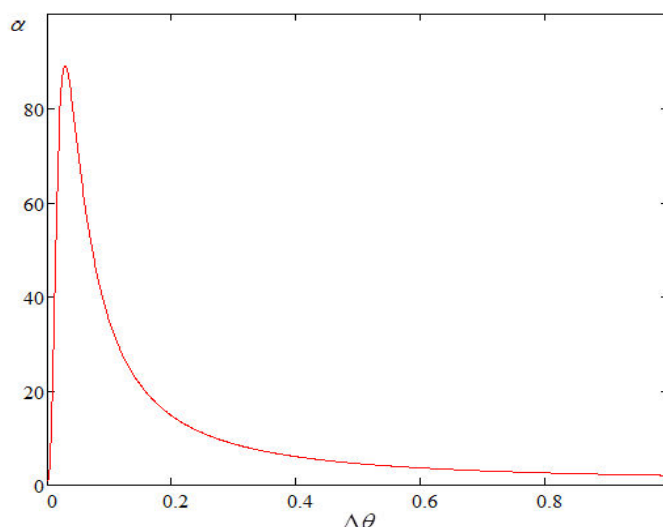


Рис. 2. Зависимость отношения суммарной дисперсии остатков компенсации при отсутствии оптимизации к аналогичной величине для случая параметрической оптимизации от углового рассогласования источников помех

Имитационное моделирование работы двухканального автокомпенсатора помех

Для подтверждения полученных результатов было проведено имитационное моделирование двухканального автокомпенсатора мешающих излучений с градиентным способом самонастройки для исходных данных, использованных для рис. 1. В качестве аппроксимации диаграммы направленности основной антенны выбрана следующая функция:

$$A(\theta) = \sin\left(\pi \frac{\theta}{\Delta\theta_{0,5}}\right) / \left(\pi \frac{\theta}{\Delta\theta_{0,5}}\right), \quad (8)$$

где $\Delta\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности антенны.

Результаты имитационного моделирования до параметрической оптимизации на всем интервале (параметрическая оптимизация выполнена в предположении $\Delta\theta = 0^\circ$) приведены на рис. 3 в виде экранов индикаторов «дальность – угол»: a – до включения автокомпенсатора; b – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0^\circ$; v – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$; z – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$.

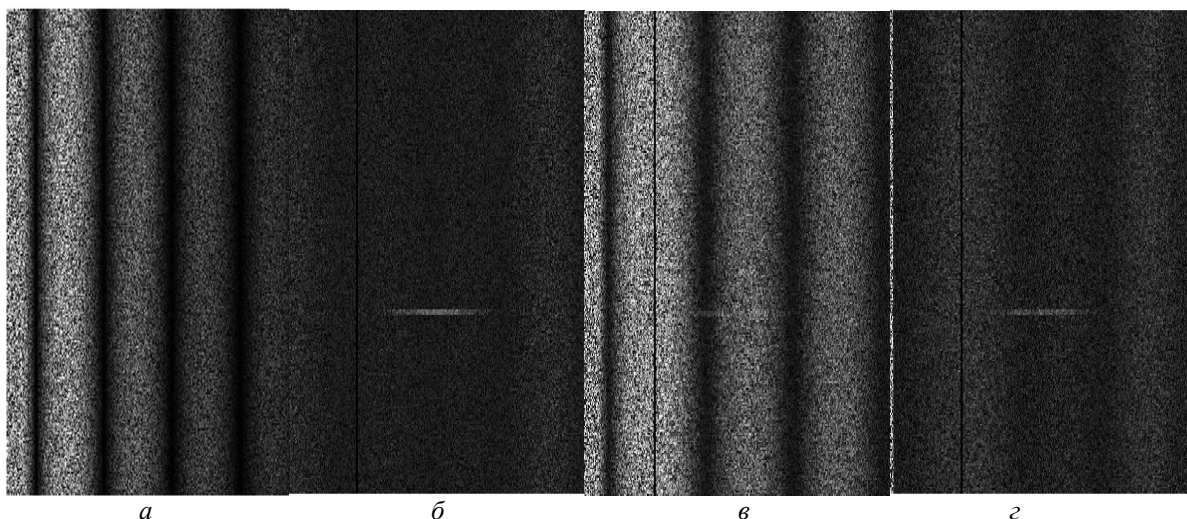


Рис. 3. Виды экранов индикаторов «дальность-угол»: *a* – автокомпенсатор выключен; *b* – $\Delta\theta = 0^\circ$; *v* – $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$; *z* – $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$

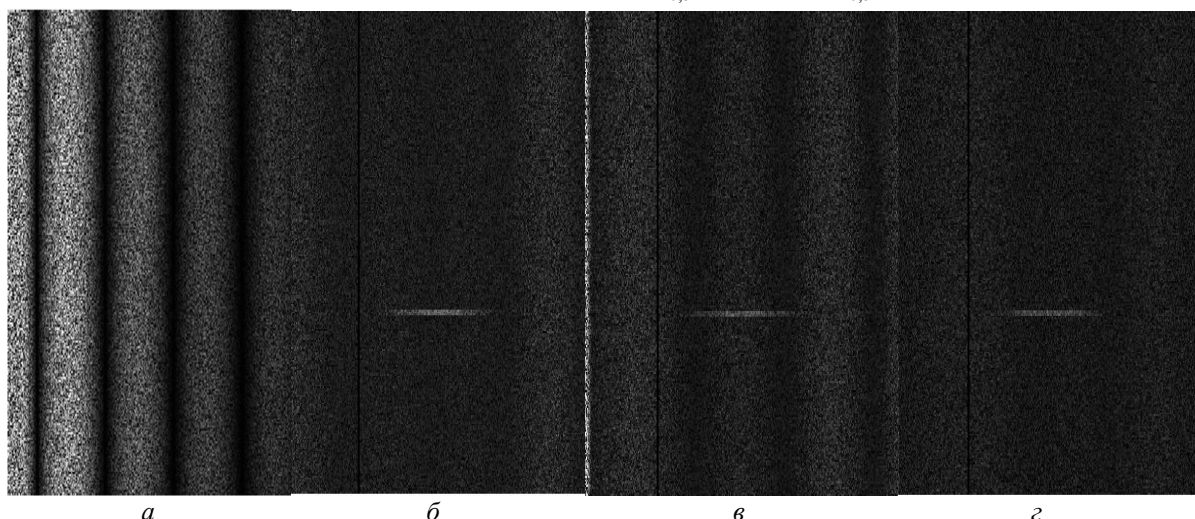


Рис. 4. Виды экранов индикаторов «дальность-угол» с параметрической оптимизацией: *a* – автокомпенсатор выключен; *b* – $\Delta\theta = 0^\circ$; *v* – $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$; *z* – $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$

Из рис. 3 видно, что при угловом рассогласовании помех $0,2\Delta\theta_{0,5}$ наблюдается существенное снижение эффективности подавления помех, обусловленное максимальным влиянием динамических ошибок самонастройки.

Результаты имитационного моделирования работы градиентного двухканального автокомпенсатора шумовой помехи после параметрической оптимизации на всем интервале изменения углового рассогласования двух помех приведены на рис. 4 (*a* – до включения автокомпенсатора; *b* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0^\circ$; *v* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$ и при увеличении коэффициента преобразования по скорости в 4 раза; *z* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$ и при увеличении коэффициента преобразования по скорости в 2 раза). Из рис. 4, *v*, *z* видно, что параметрическая оптимизация коэффициента преобразования по скорости привела к заметному улучшению наблюдения полезного сигнала на фоне помех.

Заключение

Таким образом, в статье проведена параметрическая оптимизация цепей самонастройки градиентного двухканального автокомпенсатора мешающих излучений со сканирующей

диаграммой направленности. Показано, что для обеспечения оптимальной работы такого автокомпенсатора необходимо обеспечивать изменение его параметров в зависимости от углового рассогласования между подавляемыми помехами. Достоверность полученных результатов подтверждается имитационным моделированием двухканального автокомпенсатора. Целью дальнейших исследований может являться адаптивная параметрическая оптимизация цепей самонастройки двухканального автокомпенсатора помех, когда угловое рассогласование между источниками помех заранее неизвестно.

Список литературы

1. Храпун И.С., Давыденко И.Н., Папушой В.И. Ошибки самонастройки автокомпенсатора шумовых помех. // Докл. БГУИР. 2008. № 4 (34). С. 13–19.
2. До Тиен Хунг, Давыденко И.Н. Параметрическая оптимизация автокомпенсатора активных шумовых помех // Докл. БГУИР. 2011. № 4 (57). С. 34–37.
3. Костромицкий С.М., Шумский А.П., Давыденко И.Н. Анализ динамических ошибок самонастройки двухканального автокомпенсатора мешающих излучений // Докл. БГУИР. 2017. № 3 (105). С. 25–31.
4. Костромицкий С.М., Дятко А.А., Давыденко И.Н. Методика анализа ошибок самонастройки многоканального автокомпенсатора // Электроника инфо. 2011. № 3. С. 62–64.
5. Охрименко А.Е., Олейников О.А. Теоретические основы радиолокации. Минск: МВИЗРУ, 1976. 606 с.

References

1. Hrapun I.S., Davidenko I.N., Papushoi V.I. Oshibki samonastroiki avtokompensatora shumovih pomeh. // Dokl. BGUIR. 2008. №4 (34). S. 13–19. (in Russ).
2. Do Tien Hung, Davidenko I.N. Parametricheskaya optimizatsiya avtokompensatora aktivnih shumovih pomeh // Dokl. BGUIR. 2011. № 4 (57). S. 34–37. (in Russ).
3. Kostromickii S.M., Shumskii A.P., Davidenko I.N. Analiz dinamicheskikh oshibok samonastroiki dvuhkanalnogo avtokompensatora meshayuschih izlucheniï // Dokl. BGUIR. 2017. № 3 (105). S. 25–31. (in Russ).
4. Kostromickii S.M., Dyatko A.A., Davidenko I.N. Metodika analiza oshibok samonastroiki mnogokanalnogo avtokompensatora // Elektronika info. 2011. № 3. S. 62–64. (in Russ).
5. Ohrimenko A.E., Oleinikov O.A. Teoreticheskie osnovi radiolokacii. Minsk: MVIZRU, 1976. 606 s. (in Russ).

Сведения об авторах

Костромицкий С.М., д.т.н., профессор, чл.-корр. Национальной академии наук Беларуси, директор Республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси».

Шумский А.П., соискатель Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыденко И.Н., к.т.н., доцент, ученый секретарь республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси».

Адрес для корреспонденции

220072, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 15/5
Республиканское научно-производственное
унитарное предприятие «Центр радиотехники
Национальной академии наук Беларуси»
тел. +375-29-776-85-52;
e-mail: igord1@tut.by
Давыденко Игорь Николаевич

Information about the authors

Kostromitski S.M., D.Sci, professor, corresponding member of the National academy of sciences of Belarus, Head of republic science-and-production unitary enterprise «Radioengineering center of the National academy of sciences of Belarus».

Shumski A.P., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Davydzenka I.N., PhD, associate professor, academic secretary of Republic science-and-production unitary enterprise «Radioengineering center of the National academy of sciences of Belarus».

Address for correspondence

220072, Republic of Belarus, Minsk,
P. Brovka st., 15/5
Republic science-and-production unitary enterprise
«Radioengineering center of the national academy
of sciences of Belarus»
tel. +375-29-776-85-52;
e-mail: igord1@tut.by
Davydzenka Ihar Nicolaevich