

УДК 621.396.98

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ОШИБОК САМОНАСТРОЙКИ ДВУХКАНАЛЬНОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА МЕШАЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

С.М. КОСТРОМИЦКИЙ¹, А.П. ШУМСКИЙ², А.А. ДЯТКО³, И.Н. ДАВЫДЕНКО²

¹Республиканский научно-производственный центр
«Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси», Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

³Белорусский государственный технологический университет, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 14 марта 2017

Аннотация. Анализируется влияние динамических ошибок самонастройки весовых коэффициентов на эффективность двухканального автокомпенсатора мешающих излучений, реализующего критерий минимума мощности остатков помехи и градиентный метод самонастройки. Анализ проводится для случая вращающихся линейной синфазной антенны и двух дополнительных слабонаправленных антенных элементов, которые используются для реализации компенсационных каналов. Получены выражения для оценки влияния динамических ошибок на мощность остатков компенсации двух точечных источников некоррелированных помех, а также характеристики задающих воздействий контуров самонастройки.

Ключевые слова: автокомпенсация шумовых помех, динамические ошибки, мощность остатков компенсации.

Abstract. The analysis is proposed for the efficiency of a multi-channel canceller, which implements the criterion of the output power minimum, under the influence scanning beam of main antenna. The report consists cancellation remainders power expression in the presence of two point jammers.

Keywords: canceller of interfering emission, dynamic errors, cancellation remainders power.

Doklady BGUIR. 2017, Vol. 105, No. 3, pp. 25–31

The analysis of dynamic errors of a two-channel canceller for adjustment interfering emission

S.M. Kostromitski, A.P. Shumski, A.A. Diatko, I.N. Davydenka

Задача анализа влияния динамических ошибок самонастройки на эффективность автокомпенсации помех является актуальной. Для случая одного источника помех анализ выполнен в [1, 2]. Данная статья посвящена анализу влияния динамических ошибок самонастройки на эффективность автокомпенсации сигналов двух точечных источников шумовых помех.

Система дифференциальных уравнений, описывающая работу многоканального автокомпенсатора шумовой помехи, реализующего критерий минимума выходной мощности и градиентный алгоритм самонастройки, имеет следующий вид (в качестве цепей сглаживания сигнала ошибки для простоты рассмотрения будем использовать идеальный интегратор) [3]:

$$\frac{1}{K_v} \cdot \frac{d\mathbf{W}}{dt} = \mathbf{U}_{co} = -K_{II} \mathbf{E}^*(t) \cdot (E_0(t) + \mathbf{E}^T(t) \cdot \mathbf{W}), \quad (1)$$

где K_v – коэффициент преобразования интегратора по скорости; K_{II} – коэффициент передачи цепей корреляционной обратной связи по мощности; $\mathbf{W} = (W_1, W_2, W_3, \dots, W_N)^T$ – вектор-столбец

комплексных весовых коэффициентов; $\mathbf{E} = (E_1, E_2, E_3, \dots, E_N)^T$ – вектор-столбец комплексных амплитуд сигналов, принятых компенсационными каналами; $E_0(t)$ – комплексная амплитуда

сигнала помехи, принятого основным каналом; \mathbf{U}_{co} – вектор-столбец комплексных сигналов ошибок измерения весовых коэффициентов.

Система дифференциальных уравнений, описывающая поведение средних значений весовых коэффициентов, записывается в матричном виде следующим образом [3]:

$$\frac{1}{K_V} \cdot \frac{d\mathbf{W}}{dt} = \mathbf{K}_d \cdot (\mathbf{W}_{зад} - \mathbf{W}), \quad (2)$$

где $\mathbf{K}_d = K_n \cdot \mathbf{R}$ – матрица крутизн многомерного дискриминатора весовых коэффициентов;

$\mathbf{W}_{зад} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_0$ – вектор задающего воздействия весовых коэффициентов;

$\mathbf{R} = \overline{\mathbf{E}^*\mathbf{E}^T} = 2\sigma_{ш}^2\mathbf{I} + \sum_{i=1}^M 2\sigma_i^2\mathbf{X}_i^*\mathbf{X}_i^T$ – корреляционная матрица сигналов, принятых

компенсационными каналами; $\mathbf{R}_0 = \overline{E_0\mathbf{E}^*} = \sum_{i=1}^M 2\sigma_i^2 h_i \mathbf{X}_i^*$ – вектор корреляции основного и

компенсационных сигналов; $\mathbf{E} = (E_1, E_2, E_3, \dots, E_N)^T$ – вектор-столбец комплексных амплитуд

принятых сигналов; \mathbf{I} – единичная матрица; \mathbf{X}_i – нормированный комплексный вектор

амплитудно-фазового распределения на компенсационных антеннах, создаваемого сигналом

i -го помехопостановщика; $\sigma_{ш}^2, \sigma_i^2$ – средняя мощность сигналов внутреннего шума и i -ой

помехи, соответственно; $h_i = A(\Omega \cdot t - \theta_i)$ – отсчет диаграммы направленности основной

антенны в направлении на i -ю помеху; $A(\theta)$ – диаграмма направленности основной линейной

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

помех; N – число компенсационных каналов.

Можно получить [4], что для случая двух источников помех вектор задающего

воздействия автокомпенсатора описывается выражением

$$\mathbf{W}_{зад} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_0 = -\mathbf{X}_1^* \cdot \gamma \cdot \left(h_1 - h_2 \rho_{12} + \frac{2\sigma_{ш}^2}{N \cdot 2\sigma_2^2} h_1 \right) - \mathbf{X}_2^* \cdot \gamma \cdot \left(h_2 - h_1 \rho_{21} + \frac{2\sigma_{ш}^2}{N \cdot 2\sigma_1^2} h_2 \right), \quad (3)$$

где $\gamma = \frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2}$; $\rho_{12} = \rho_{21}^* = \frac{\mathbf{X}_2^{\oplus} \mathbf{X}_1}{N}$.

Следует заметить, что непосредственный анализ ошибок самонастройки

автокомпенсатора, описываемого дифференциальными уравнениями вида (2) затруднен по той

причине, что матрица крутизн многомерного дискриминатора весовых коэффициентов

$\mathbf{K}_d = K_n \cdot \mathbf{R}$ в общем случае не является диагональной. Поэтому для весовых коэффициентов

удобно использовать переход к ортонормированной системе координат, связанной с

собственными векторами матрицы \mathbf{R} , что позволяет получить набор не связанных друг с

другом уравнений для различных контуров самонастройки в ортонормированном

базисе [3, 5, 6]:

$$\frac{1}{K_V} \cdot \frac{dW'_k}{dt} = K_n \cdot \lambda_k (W'_{зад-k} - W'_k) = K'_{д-k} (W'_{зад-k} - W'_k), \quad k = 1, 2, \quad (4)$$

где $W'_k = \mathbf{G}_{kn}^{\otimes} \mathbf{W}$; $W'_{зад-k} = \mathbf{G}_{kn}^{\otimes} \mathbf{W}_{зад} = -\frac{1}{\lambda_k} \mathbf{G}_{kn}^{\otimes} \cdot \mathbf{R}_0$; $\mathbf{G}_{kn}^{\otimes}$ – эрмитово-сопряженный k -й

нормированный собственный вектор матрицы \mathbf{R} ; λ_k – k -е собственное значение матрицы \mathbf{R} ;

$K'_{Д-k} = K_{п} \cdot \lambda_k$ – крутизна дискриминатора k -го контура самонастройки в ортонормированном базисе.

При этом динамические ошибки самонастройки, обусловленные скоростью изменения задающего воздействия, для уравнений вида (4) могут быть записаны в следующем виде [7]:

$$\Delta W'_k = \frac{1}{K_V \cdot K_{п} \cdot \lambda_k} \cdot \frac{dW'_{зад-k}}{dt}. \quad (5)$$

Составляющая мощности остатков на выходе автокомпенсатора, обусловленная динамическими ошибками самонастройки, может быть охарактеризована в ортонормированном базисе дисперсией остатков [3]:

$$2\sigma_{\Sigma \Delta W}^2 = 2\sigma_{\Sigma \Delta W-1}^2 + 2\sigma_{\Sigma \Delta W-2}^2 = \sum_{k=1}^M \lambda_k \cdot |\Delta W'_k|^2, \quad (6)$$

где $\Delta W'_k$ – динамическая ошибка k -го контура самонастройки; $2\sigma_{\Sigma \Delta W-k}^2 = \lambda_k \cdot |\Delta W'_k|^2$ – значения мощности остатков компенсации, обусловленные динамическими ошибками соответствующих контуров самонастройки.

Используя методику вычисления собственных векторов и собственных значений при двух источниках помех, приведенную в [8], можно получить следующие выражения для задающих воздействий первых двух контуров самонастройки в ортонормированном базисе, определяющих вклад динамических ошибок в эффективность компенсации:

$$W'_{зад-1,2} = \frac{-a_{1,2}}{\lambda_{1,2}} N \left\{ 2\sigma_1^2 h_1 \left(1 - \frac{\rho_{12}^*}{2\rho_{12}} \cdot (1 - \gamma_{21} \mp \sqrt{R}) \right) + 2\sigma_2^2 h_2 \left(\rho_{12} - \frac{1}{2\rho_{12}} \cdot (1 - \gamma_{21} \mp \sqrt{R}) \right) \right\}, \quad (7)$$

$$\text{где } a_{1,2} = \frac{1}{\sqrt{N \left\{ 2\gamma_{21} \pm R + \frac{1 - \gamma_{21}}{2|\rho_{12}|^2} [1 - \gamma_{21} \mp \sqrt{R}] \right\}}}; \quad \lambda_{1,2} = \frac{1}{2} N \cdot 2\sigma_1^2 \cdot [1 + \gamma_{21} \pm \sqrt{R}] + 2\sigma_2^2;$$

$$R = (1 - \gamma_{21})^2 + 4\gamma_{21}|\rho_{12}|^2; \quad N = 2 \text{ – число компенсационных антенн.}$$

Для получения более простых аналитических соотношений используем условие равенства мощностей помех ($2\sigma_1^2 = 2\sigma_2^2 = 2\sigma^2$) и симметричности расположения компенсационных антенных элементов относительно фазового центра основной антенны ($\rho_{12} = \rho_{12}^*$, $\rho_{12} = |\rho_{12}|$).

В результате получим:

$$\left\{ \begin{aligned} W'_{зад-1}(t) &= \frac{-2\sigma^2}{\lambda_1} \cdot \frac{\sqrt{N} \sqrt{(1 + \rho_{12})}}{\sqrt{2}} \cdot (h_1(t) + h_2(t)) \\ W'_{зад-2}(t) &= \frac{-2\sigma^2}{\lambda_2} \cdot \frac{\sqrt{N} \sqrt{(1 - \rho_{12})}}{\sqrt{2}} \cdot (h_1(t) - h_2(t)) \end{aligned} \right. , \quad (8)$$

$$\rho_{12} = \cos \left(\frac{\pi \cdot d_k}{\lambda} \cdot [\sin \theta_1 - \sin \theta_2] \right), \quad (9)$$

$$h_1(t) + h_2(t) = A(\Omega \cdot t - \theta_1) + A(\Omega \cdot t - \theta_2) \quad (10)$$

$$h_1(t) - h_2(t) = A(\Omega \cdot t - \theta_1) - A(\Omega \cdot t - \theta_2)$$

где λ – длина волны принимаемого узкополосного излучения; θ – угол, отсчитываемый относительно нормали к основной антенне; d_k – разнос компенсационных антенн; θ_1, θ_2 – угловое положение относительно нормали к основной антенне первой и второй помех, соответственно.

В области боковых лепестков диаграмму направленности основной антенны удобно представить в следующем виде:

$$A(\theta) = A_m(\theta) \cdot \sin\left(\pi \cdot k(\theta) \cdot \frac{\theta}{\Delta\theta}\right), \quad (11)$$

где $A_m(\theta)$ – множитель огибающей боковых лепестков; $k(\theta) = \frac{\sin\theta}{\theta}$ – множитель ширины боковых лепестков; $\Delta\theta$ – ширина диаграммы направленности основной антенны.

По сравнению с быстро меняющейся гармонической составляющей боковых лепестков амплитудный множитель и особенно множитель ширины боковых лепестков являются медленно меняющимися функциями. Учитывая, что длительность переходных процессов автокомпенсатора выбирают намного меньше периода изменения весовых коэффициентов, следует ожидать, что основной вклад в динамическую ошибку измерения весовых коэффициентов будет оказывать гармоническая составляющая боковых лепестков в предположении постоянства амплитудного множителя и множителя ширины диаграммы направленности за время окончания переходных процессов автокомпенсатора.

С учетом изложенного в предположении малости углового рассогласования между источниками помех (не более ширины одного бокового лепестка) с точностью до несущественного в данном случае постоянного множителя, диаграмму направленности основной антенны в области боковых лепестков запишем в следующем виде:

$$A(\theta) \approx \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\Delta\theta}\right). \quad (12)$$

Таким образом, задающие воздействия (8) можно переписать в виде гармонически меняющихся сигналов с амплитудами A_1 и A_2 . В этом случае скорости изменения задающих воздействий и динамические ошибки их измерения по скорости с учетом выражения (5) примут вид:

$$\begin{cases} \frac{dW'_{\text{зад-1}}(t)}{dt} = -A_1 \cdot \frac{\pi}{T} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{1}{\Delta\theta} \cdot \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right]\right) \\ \frac{dW'_{\text{зад-2}}(t)}{dt} = A_2 \cdot \frac{\pi}{T} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{1}{\Delta\theta} \cdot \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right]\right) \end{cases}, \quad (13)$$

$$\begin{cases} \Delta W'_{\text{зад-1}}(t) = -A_1 \cdot \frac{\pi}{T} \cdot \frac{1}{K_V \cdot K_{\Pi} \cdot \lambda_1} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{1}{\Delta\theta} \cdot \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right]\right) \\ \Delta W'_{\text{зад-2}}(t) = A_2 \cdot \frac{\pi}{T} \cdot \frac{1}{K_V \cdot K_{\Pi} \cdot \lambda_2} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{1}{\Delta\theta} \cdot \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right]\right) \end{cases}, \quad (14)$$

где $T = \frac{\Delta\theta}{\Omega}$; $A_1 = \frac{2\sigma^2 \sqrt{N} \sqrt{(1+\rho_{12})}}{\lambda_1 \sqrt{2}} 2 \cos\left(\pi \frac{1}{\Delta\theta} \left[\frac{\theta_2 - \theta_1}{2}\right]\right)$;

$$A_2 = \frac{2\sigma^2 \sqrt{N} \sqrt{(1-\rho_{12})}}{\lambda_2 \sqrt{2}} 2 \sin\left(\pi \frac{1}{\Delta\theta} \left[\frac{\theta_2 - \theta_1}{2}\right]\right).$$

Дисперсии остатков компенсации сигналов помех, обусловленные составляющими динамических ошибок, в соответствии с выражением (6) примут вид:

$$\begin{cases} 2\sigma_{\Sigma\Delta W-1}^2 = \lambda_1 |\Delta W'_{\text{дин-1}}|^2 = 2\sigma_{\text{max-1}}^2 \left| \cos \left(\pi \frac{1}{\Delta\theta} \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right] \right) \right|^2 \\ 2\sigma_{\Sigma\Delta W-2}^2 = \lambda_2 |\Delta W'_{\text{дин-2}}|^2 = 2\sigma_{\text{max-2}}^2 \left| \sin \left(\pi \frac{1}{\Delta\theta} \left[\Omega t - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right] \right) \right|^2 \end{cases}, \quad (15)$$

где $2\sigma_{\text{max-k}}^2 = \lambda_k \left| A_k \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_V K_{II} \lambda_k} \right|^2$ – амплитудные значения мощности остатков компенсации, обусловленные динамическими ошибками соответствующих контуров самонастройки.

Таким образом, зависимость амплитудных значений мощности остатков компенсации сигналов двух источников помех от углового рассогласования помех $\delta\theta = \theta_2 - \theta_1$, обусловленная динамическими ошибками самонастройки, определяется:

- коэффициентами передачи разомкнутых контуров самонастройки (пропорциональны величинам λ_k);
- скоростью изменения задающих воздействий контуров самонастройки (определяются величинами $\lambda_k, \rho_{12}, \delta\theta = \theta_2 - \theta_1$);
- эквивалентной входной мощностью сигналов помех контуров самонастройки (равны величинам λ_k).

Графики зависимостей нормированных значений мощности остатков компенсации первого и второго контура самонастройки от углового рассогласования источников помех $\delta\theta$

для случая $\lambda = 0,03$ м, $\frac{2\sigma_1^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{2\sigma_2^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2} = 1000$ приведены на рис. 1.

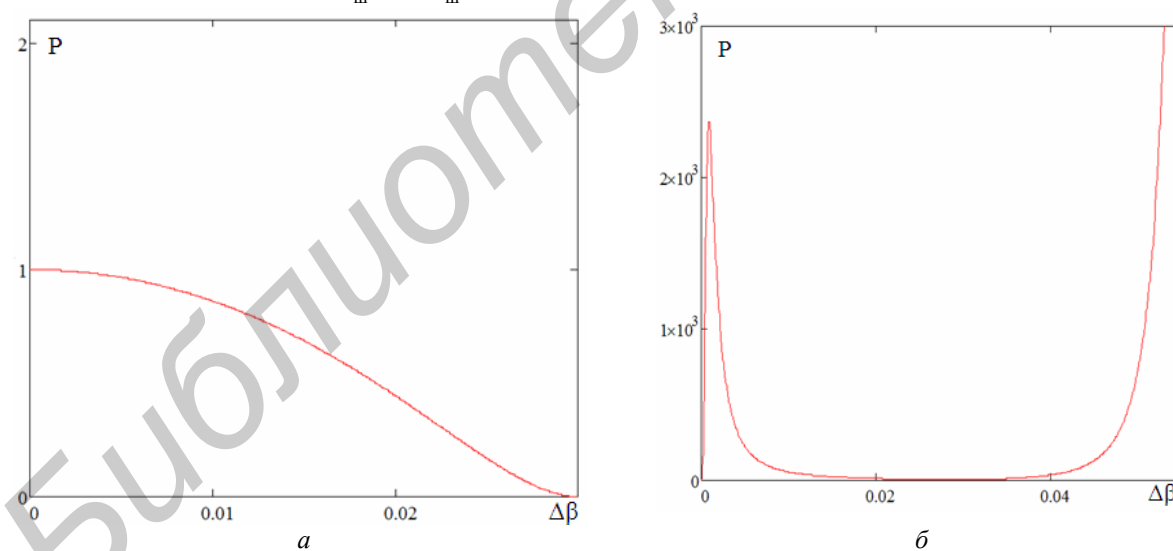


Рис. 1. Мощность остатков компенсации на выходе первого (а) и второго (б) эквивалентных контуров самонастройки при разносе компенсационных антенн, равном половине ширины основной антенны

Из рисунков видно, что преобладающий вклад в мощность остатков компенсации двух источников помех вносит второй эквивалентный контур. Мощность остатков компенсации этого контура неограниченно растет для углового рассогласования $\delta\theta = 0,03$ рад из-за замыкания контура, обусловленного обнулением соответствующего собственного значения. Кроме того, имеется экстремальное значение мощности остатков компенсации для значения углового рассогласования $\delta\theta = 0,001$ рад. Этот экстремум обусловлен тем, что при нулевом угловом рассогласовании, несмотря на нулевое значение соответствующего собственного

значения мощность остатков компенсации минимальна, так как нулевому значению углового рассогласования помех соответствует одна помеха удвоенной мощности, которая полностью подавляется одной зоной режекции. Относительная величина второго экстремума составила 2400, что означает соответствующее увеличение мощности остатков компенсации по сравнению со случаем подавления сигнала одного источника помехи.

Выводы

В результате анализа динамических ошибок самонастройки двухканального автокомпенсатора мешающих излучений сделаны следующие выводы.

1. Зависимость мощности остатков компенсации, обусловленной динамическими ошибками самонастройки, от углового рассогласования источников помех, носит экстремальный характер.

2. Первый экстремум соответствует угловому рассогласованию помех, существенно меньшему ширины диаграммы направленности основной антенны и объясняется невозможностью подавления одной зоной угловой режекции одновременно двух источников помех.

3. Увеличение мощности остатков компенсации в первом экстремуме по сравнению со случаем подавления одной помехи может достигать до 33 дБ.

4. Второй экстремум является неограниченным и соответствует угловому рассогласованию помех, при котором коэффициент пространственной корреляции помех равен минус единице и равно нулю второе собственное значение корреляционной матрицы помеховых сигналов.

Список литературы

1. Охрименко А.Е., Олейников О.А. Теоретические основы радиолокации. Минск: МВИЗРУ, 1976. 606 с.
2. Содин Л.Г., Мазманишвили А.С. Эффективность адаптивного компенсатора с корреляционными обратными связями при флуктуациях угла прихода помехи // Изв. Вузов. Радиофизика. 1989. Т. 32. № 2. С. 199–204.
3. Костромицкий С.М., Давыденко И.Н., Дятко А.А. Математическая модель многоканального автокомпенсатора помех. // Электроника инфо. 2010. № 3. С. 64–66.
4. Шумский А.П., Давыденко И.Н. Оптимизация пространственной структуры компенсатора двух источников узкополосного излучения. // Докл. БГУИР. 2013. № 3 (73). С. 64–68.
5. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Москва: Радио и связь, 1986. 446 с.
6. Костромицкий С.М., Давыденко И.Н., Дятко А.А. Методика анализа ошибок самонастройки многоканального автокомпенсатора. // Электроника инфо. 2011. № 3. С. 62–64.
7. Первачев В.С. Радиоавтоматика. М.: Радио и связь, 1982. 296 с.
8. Hudson J. E. Adaptive array principles. L.: Peregrinus, 1981. 253 p.

References

1. Ohrimenko A.E., Olejnikov O.A. Teoreticheskie osnovy radiolokacii. Minsk: MVIZRU, 1976. 606 s. (in Russ.)
2. Sodin L.G., Mazmanishvili A.S. Jefferktivnost' adaptivnogo kompensatora s korreljacionnymi obratnymi svjazjami pri fluktuacijah ugla prihoda pomehi // Izv. Vuzov. Radiofizika. 1989. T. 32. № 2. S. 199. (in Russ.)
3. Kostromickij S.M., Davydenko I.N., Djatko A.A. Matematicheskaja model' mnogokanal'nogo avtokompensatora pomeh. // Jelektronika info. 2010. № 3. S. 64–66. (in Russ.)
4. Shumskij A.P., Davydenko I.N. Optimizacija prostranstvennoj struktury kompensatora dvuh istochnikov uzkopolosnogo izluchenija. // Dokl. BGUIR. 2013. № 3 (73). S. 64–68. (in Russ.)
5. Monzingo R.A., Miller T.U. Adaptivnye antennye reshetki. Moskva: Radio i svjaz', 1986. 446 s. (in Russ.)
6. Kostromickij S.M., Davydenko I.N., Djatko A.A. Metodika analiza oshibok samonastrojki mnogokanal'nogo avtokompensatora. // Jelektronika info. 2011. № 3. S. 62–64. (in Russ.)
7. Pervachev V.S. Radioavtomatika. M.: Radio i svjaz', 1982. 296 s. (in Russ.)
8. Hudson J. E. Adaptive array principles. L.: Peregrinus, 1981. 253 p.

Сведения об авторах

Костромицкий С.М., д.т.н., профессор, член-корреспондент Национальной академии наук Беларуси, директор республиканского научно-производственного центра «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»

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

Дятко А.А., к.т.н., доцент, доцент кафедры информатики и веб-дизайна Белорусского государственного технологического университета.

Давыденко И.Н., кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
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 center «Center of radioengineering of National academy of sciences of Belarus»

Shumski A.P., competitor of information radio-technologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Diatko A.A., Phd, associate professor, associate professor of informatics and web-design department of Belarusian state university.

Davydzenka I.N., PhD, associate professor, associate professor of information radiotechnology department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university of informatics and
radioelectronics
tel. +375-29-776-85-52;
e-mail: igord1@tut.by
Davydzenka Ihar Nicolaevich