

## **ТЕОРЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ ПРИДУШЕННЯ ПЕРЕШКОД В РАДІОМЕТРИЧНОМУ ПРИЙМАЧІ**

### **Вступ**

В результаті аналізу літературних джерел встановлено, що структура і чутливість приймача для виміру теплового випромінювання тварин залежить від методу і схемних рішень з пригнічення позасмугових перешкод [1 – 5].

Пригнічення позасмугових перешкод в радіометричному приймачі можна розглядати як різновид завдання оптимальної фільтрації, коли сигнал і шум пропускаються через фільтр, в якому шум пригнічується, а сигнал не змінюється [6].

Для створення адитивного компенсатора позасмугових перешкод (АКПП) необхідне проведення теоретичних досліджень, пов'язаних з отриманням співвідношень для аналогового алгоритму компенсації позасмугових перешкод за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки (МСКО) в комплексній диференціальній формі [7].

### **Літературний огляд**

Широке поширення в теорії адаптивних систем отримав метод мінімуму середнього квадрата помилки. Алгоритм, який може бути синтезований на основі цього методу, є рішенням рівняння Вінера – Хопфа методом найшвидшого спуску за допомогою наближення, яке полягає в тому, що квадрат поодинокі вибірки сигналу помилки на виході адитивного компенсатора позасмугових перешкод (АКПП) береться за оцінне значення середнього квадрата помилки СКО [8, 9]. Проте, математичне обґрунтування цього алгоритму проведене тільки в дискретному часі і не може служити основою для практичного застосування і реалізації теорії адаптації при побудові складних систем.

У роботах [10, 11] розглянуто алгоритм мінімального СКО, а відомі результати отримано в квазістатичному наближенні, і вони не можуть бути використані для створення адитивного компенсатора позасмугових перешкод.

У літературних джерелах [12, 13] розглянуто фільтри для пригнічення перешкод у складних динамічних системах, які як правило фізично не реалізуються і не придатні для практичного застосування.

У роботах [14, 15] розглянуто методи пригнічення перешкод, проте ці методи не можуть забезпечити пригнічення перешкод в реальному масштабі часу, а ні в процесі їх подальшої обробки.

Виникає необхідність досліджень з розробки квазіоптимального алгоритму пригнічення позасмугових перешкод, який можна було б порівняно просто реалізувати фізично [8]. Крім того, важливо, щоб він мав швидку збіжність в часі до оптимального рішення [8, 17].

### **Об'єкт, мета і завдання дослідження**

Об'єкт дослідження – процес пригнічення позасмугових перешкод в радіометричному приймачі за допомогою адаптивного компенсатора позасмугових перешкод.

Мета роботи – теоретичний аналіз методу і схем пригнічення позасмугових перешкод в радіометричному приймачі.

Для досягнення поставленої мети необхідно було виконати завдання:

1. Обґрунтувати узагальнену структурну схему адаптивного компенсатора позасмугових перешкод.

2. Визначити ефективність адаптивного компенсатора з пригнічення позасмугових перешкод і вчислити стосунки сигнал/шум на його виході.

## Створення методу і схем пригнічення позасмугових перешкод

Для теоретичного обґрунтування адаптивного алгоритму пригнічення позасмугових перешкод була розглянута загальна структурна схема, представлена на рис. 1.

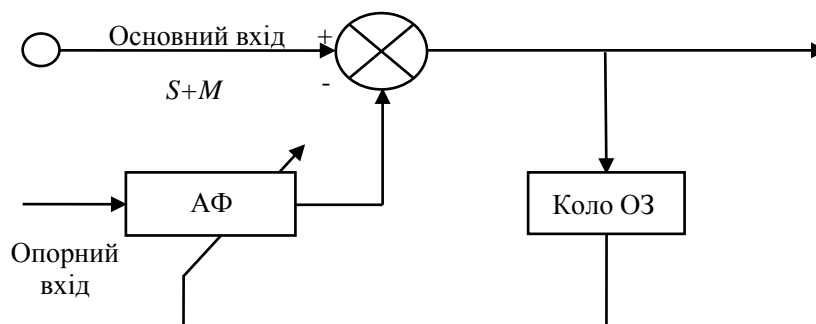


Рис. 1. Загальна структурна схема адаптивного компенсатора:  
 $S, M$  – корисний і сигнали, що заважають

Відповідно, сигнал  $M$  – статистично не взаємозв’язаний, або слабо корельований з  $S$  [7].

Для синтезу схем пригнічення частотно-роздільних з корисним сигналом перешкод необхідно отримати вираз для аналогового алгоритму МСКО в комплексній області. Запишемо вираз для опорного сигналу  $X$  (позасмугового сигналу, що поступає на опорний вхід АКВП) і для параметричної передатної функції АФ  $W$  в наступному виді [17]:

$$X(S) = X_R + iX_I, \quad (1)$$

$$W(t; S) = W_R + iW_I, \quad (2)$$

де символи  $R$  і  $I$  – дійсна і уявна частини комплексних величин;  $i$  – уявна одиниця;  $S$  – аргумент перетворення Лапласа.

Запишемо вирази для сигналу помилки і сигналу на основному вході АКВП  $Y$  [13]:

$$\varepsilon(t; S) = \varepsilon_R + i\varepsilon_I, \quad (3)$$

$$Y(S) = Y_R + iY_I. \quad (4)$$

Оскільки вхідні і вихідні величини представлено в комплексній формі, отже, і алгоритм повинен забезпечувати перебудову як уявної, так і дійсної складових параметричної передатної функції АФ. Тому вихідний сигнал АФ  $Z$  в комплексній формі запису можна представити таким чином:

$$Z(t; S) = Z_R + iZ_I. \quad (5)$$

Запишемо в загальному вигляді вираз для сигналу помилки на виході АКВП і сигналу на виході АФ [14]:

$$\varepsilon(t; S) = Y(S) - Z(t; S), \quad (6)$$

$$Z(t; S) = W(t; S)X(S). \quad (7)$$

Оскільки в синтезованому алгоритмі забезпечується перестройка як уявної, так і дійсної компоненти параметричної передатної функції  $W(t, S)$ , то у відповідності з цим виконуються такі умови [18]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_R = \varepsilon_{R \min}, \quad (8)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_I = \varepsilon_{I \min}. \quad (9)$$

Причому найбільш прийнятна для цієї мінімізації цільовій функції середня потужність

сигналу на виході АКВП:

$$E[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] = E[\varepsilon_R^2 + \varepsilon_I^2] = E[\varepsilon_R^2] + E[\varepsilon_I^2], \quad (10)$$

де  $E[\cdot]$  – символ математичного очікування від випадкової величини; зірочка \* означає комплексно-зв'язану величину (складові сигналу помилки  $\varepsilon(t, S)$  «зрушені» по фазі один відносно одного на  $90^\circ$ , їх мінімізацію не можна проводити незалежно).

Вираз для комплексно-зв'язаної до сигналу помилки величини має вигляд:

$$\varepsilon^*(t; S) = Y^*(S) - W^*(t; S)X^*(S). \quad (11)$$

Найдемо миттєве значення градієнта  $\nabla[\cdot]$  величини  $[\varepsilon(t, S)\varepsilon^*(t, S)]$  уздовж дійсної і уявної складових:

$$\nabla_R[\varepsilon(t; S)] = \varepsilon(t; S)\{\nabla_R[\varepsilon^*(t; S)]\} + \varepsilon^*(t; S)\{\nabla_R[\varepsilon(t; S)]\} = \varepsilon(t; S)\{-X^*(S)\} + \varepsilon^*(t; S)\{-X(S)\}. \quad (12)$$

$$\nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] = \varepsilon(t; S)\{\nabla_I[\varepsilon^*(t; S)]\} + \varepsilon^*(t; S)\{\nabla_I[\varepsilon(t; S)]\} = \varepsilon(t; S)\{iX(S)\} + \varepsilon^*(t; S)\{-iX^*(t; S)\}. \quad (13)$$

Застосовуючи метод найшвидшого спуску до дійсної і уявної частин параметричної передатної функції АФ шляхом перебудови їх уздовж відповідних оцінок градієнта, узятих зі знаком мінус, отримаємо:

$$\frac{dW_R}{dt} = -\mu\nabla_R[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)], \quad (14)$$

$$\frac{dW}{dt} = -\mu\nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] \quad (15)$$

Тоді з урахуванням вираження (6) можна записати:

$$\frac{dW(t; S)}{dt} = \mu\{\nabla_R[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] + i\nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)]\}. \quad (16)$$

Далі, використовуючи вирази (12) і (15), отримаємо остаточно шукане співвідношення для аналогового алгоритму компенсації позасмугових перешкод за критерієм МСКО в комплексній диференціальній формі:

$$\frac{dW(t; S)}{dt} = -2\mu\varepsilon(t; S)X^*(S). \quad (17)$$

На рис. 2. представлена загальна функціональна схема одновимірного АКВП, побудованого відповідно до отриманого аналогового адаптивного алгоритму МСКО в спектральній області.

Схема, що синтезується, має один загальний (для основного і опорного входів) вхід, що є основним входом для компенсуючої схеми. На цей вхід поступає корисний сигнал і частотно-роздільні (позасмугові по відношенню до корисного) перешкоди.

В пристрої формування опорного сигналу (УФОС) корисний сигнал фільтрується, внаслідок чого на вхід адаптивного фільтру (АФ) адаптивного компенсатора перешкод (АКВП) поступатимуть перешкоди, що корелюються тільки з перешкодами в основному вході. При цьому синтезований адаптивний алгоритм повинен однозначно визначати структуру і особливості побудови адаптивного компенсатора позасмугових перешкод.

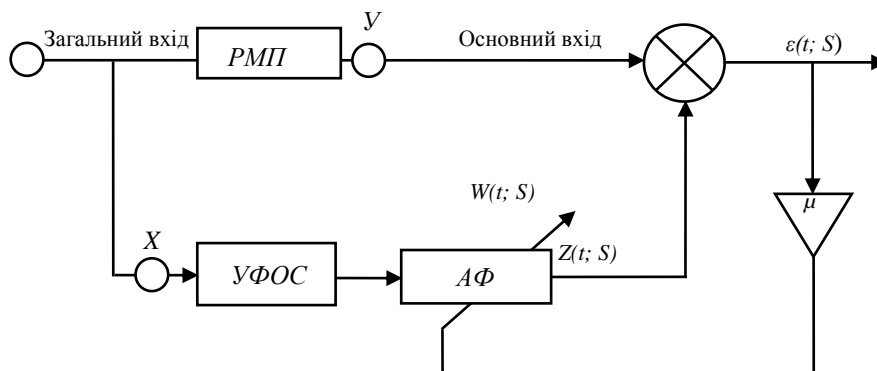


Рис. 2. Загальна функціональна схема аналогового АКВП: УФОС – облаштування формування опорного сигналу; АФ – адаптивний фільтр; РМП – радіометричний приймач

Для визначення відношення сигнал/шум на виході АКВП скористаємося формулою [8]:

$$q_{\text{вих}} = \frac{1}{q_{\text{оп}}}, \quad (18)$$

де  $q_{\text{оп}} = \frac{S_{\text{оп}}(t)}{M_{\text{оп}}(t)}$  – відношення рівнів корисного сигналу і перешкод, що компенсуються, на опорному вході АКВП.

Спотворення корисного сигналу на виході АКВП можна оцінити за формулою [8]:

$$d = \frac{q_{\text{оп}}}{q_{\text{ос}}}, \quad (19)$$

де  $q_{\text{ос}} = \frac{S_{\text{ос}}(t)}{M_{\text{ос}}(t)}$ , причому можна вважати, що  $M_{\text{ос}}(t) \approx M_{\text{оп}}(t)$ , а рівень корисного сигналу в основному вході набагато перевищує рівень в опорному, тобто  $S_{\text{ос}}(t) \gg S_{\text{оп}}(t)$ .

Припустимо, що спотворення корисного сигналу не повинні перевищувати 5 % при відношенні  $q_{\text{ос}} = 10$ .

Використовуючи формулу (19), неважко визначити величину  $S_{\text{оп}}$ , яка відповідає допустимим спотворенням. В даному випадку  $S_{\text{оп}}$  така, що  $S_{\text{оп}}(t) \leq 10S_{\text{ос}}$ .

При цьому допустимий рівень спотворень 5 % вимагає послаблення корисного сигналу в УФОС приблизно на 115 дБ при стандартній чутливості вимірів приймачів.

Цілком прийнятними є реально досяжні значення постійної часу адаптації  $\tau_A$  від одиниць наносекунд до десятків мікросекунд.

Слід зазначити, що гранично досяжна точність (мінімальна погрішність) перебудови АФ визначається погрішністю за рахунок шумів градієнта  $\omega_1$  і погрішністю за рахунок запізнювання перебудови АФ  $\omega_2$ . Вираз для визначення цих величин можна записати у виді [18, 19]:

$$\omega_1 = k_{\omega_1} \mu M(t), \quad (20)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\mu} \frac{k_{\omega_2} \sigma_{\Pi}^2}{4\sigma_{\Pi \min}}, \quad (21)$$

де  $\sigma_{\Pi}$ ,  $\sigma_{\Pi \min}$  – відповідно середньо квадратичне відхилення перешкод і мінімальна середньоквадратична помилка адаптації (у разі оптимального вінерівського фільтру);  $k_{\omega_1}$ ,  $k_{\omega_2}$  – коефіцієнт пропорціональності;  $M(t)$  – рівень перешкод на опорному вході АКВП.

Сумарну погрішність  $\omega_2 + \omega_1$  можна мінімізувати правильним вибором коефіцієнта посилення в колі зворотного зв'язку  $\mu$ , що визначає стійкість і збіжність процесу адаптації. Величину визначимо, використовуючи (20) і (21), таким чином [18, 19]:

$$\mu_{opt} = \sqrt{\frac{k_{\omega 2} \sigma_{\Pi}}{4k_{\omega 1} \sigma_{\Pi \min} M(t)}}. \quad (22)$$

Коефіцієнт також визначає одну з найважливіших з практичної точки зору технічних характеристик АКВП – швидкодію [14].

Швидкодія визначає можливість використання компенсаторів в РПУ з нестационарними вхідними діями (у складній ЕМО) і оцінюється за величиною постійною часу адаптації  $\tau_A$  за допомогою виразу [19]:

$$\tau_A = \frac{1}{4\mu M(t)}. \quad (23)$$

Значення коефіцієнта  $\mu$  для досягнення необхідної швидкодії  $\tau_{ATP}$  легко визначити з формули (23).

При цьому вибір має бути таким, щоб забезпечувалася нерівність  $\tau_{ATP} < \tau_A$  для кожного конкретного випадку побудови АКВП.

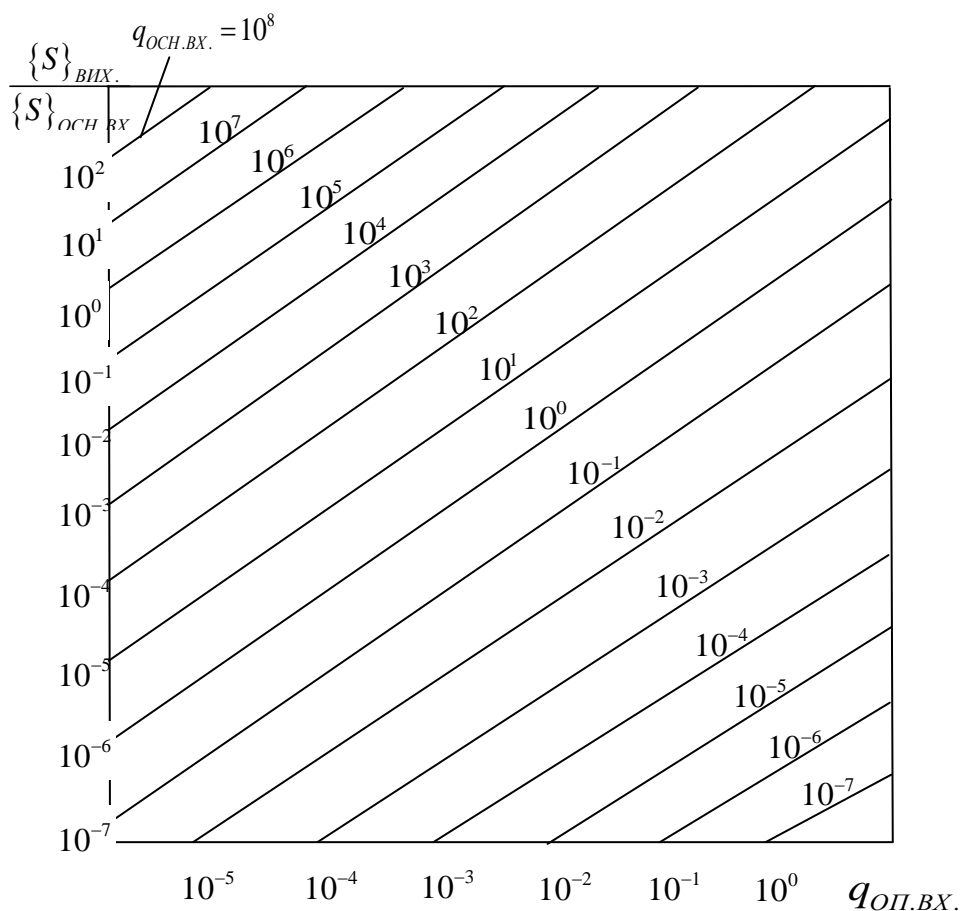


Рис. 3. Графік залежності міри зміни спектру позасмугових перешкод, що компенсуються, на виході АКВП від величини співвідношення сигнал/перешкода на виході РМП  $q_{ОСН.ВХ.}$  і в опорному вході  $q_{ОП.ВХ.}$ .

Зміна спектру за рахунок проходження сигнальної складової в опорний вхід можна оцінити за формулою [19]:

$$\{S\}_{ВИХ} = \{S\}_{ОС ВХ} q_{ОС} q_{ОП}, \quad (24)$$

де  $\{S\}_{ВИХ}$ ,  $\{S\}_{ОС ВХ}$  – спектр перешкод, що компенсуються, на виході АКВП.

У роботі [18] за допомогою формули (24) побудований графік залежності міри зміни спектру перешкод, що компенсуються, від величини співвідношення сигнал/шум на опорному вході АКВП (див. рис. 3).

Графік дозволяє кількісно оцінити вплив сигнальної складової на опорному вході АКВП. Для подальшого удосконалення придушення перешкод доцільно використовувати методи обробки даних [20 – 26].

### Висновки

1. Розроблено математичне обґрунтування синтезу адаптивного алгоритму пригнічення позасмугових перешкод на основі рішення рівняння Винера – Хопфа методом найшвидшого спуску в реальному масштабі часу, який дозволив, при реальній чутливості радіометричного приймача ( $10^{-15}$ – $10^{-17}$ ) Вт, зберегти швидкодію в межах 2 – 4 с.

2. Отриманий в спектральній області алгоритм пригнічення позасмугових забезпечує рівень спотворення корисного сигналу не більше 5 % при послабленні корисного сигналу в пристрої формування опорного сигналу не більше 115 дБ.

3. Розроблено основи інженерного розрахунку і проектування АКВП, які дозволяють реалізувати пристрої з параметрами:

- величина власного динамічного діапазону АКВП до 60 дБ;
- діапазон робочих частот від одиниць до десятків ГГц;
- ширина робочих частот до 100 МГц;
- значення верхньої межі динамічного діапазону АКВП до 10 В;
- діапазон робочих частот від одиниць до десятків гігагерц;
- ширина робочих частот до 100 МГц;
- значення верхньої межі динамічного діапазону АКВП до 10 В;
- рівень власних шумів АКВП від 100 нВ до 10 мкВ.

### Список літератури:

1. Гуцол Т. Д. Черенков А. Д. Анализ помехоустойчивости и электромагнитной обстановки в зонах дистанционной диагностики состояния животных радиометрическим приемником // Вісник Харк. нац. техн. ун-та сільськогосподарства ім. П. Василенко. 2017. Вип. 186. С. 144–146.
2. Kosulina N. Determining parameters of electromagnetic radiation for energoinformational disinfection of wool in its pretreatment / N. Kosulina, A. Cherenkov, E. Pirotti, S. Moroz, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2017. №2/5(86). Р. 52–59.
3. Kosulina N. Analysis of the electromagnetic field of multilayered biological objects for their irradiation in a waveguide system pretreatment / N. Kosulina, V. Popriadukhin. I. Popova, A. Cherenkov, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2017. №6/5(90). Р. 58–66.
4. Natalija Kosulina. Theoretical Analysis of electromagnetic field electric tension distribution in the seeds of cereals / Natalija Kosulina, Aleksandr Cherenkov, Igors Konstantinov, Aleksandr Sapryka // Науково-дослідний журнал фармацевтичних, біологічних та хімічних наук. номер 281. November-9. December. 2015. С. 231–247.
5. Kosulina N. Synthesis of radiometric receivers on the criterion of statistical invariance to fluctuations of strengthening and narrow-band interference / N. Kosulina, V. A. Cherenkov, T. Hutsol, V. Popriadukhin. I. Popova // Технологічний аудит і резерви виробництва. 2018. № 1 /1(39). С. 42–51.
6. Taras Hutsol. Research on suppression system analysis of high power narrowband interference operating in presence of heterodyne frequency // Scientific achievements in agricultural engineering, agronomy and veterinary medicine. 2017. Vol.11, No.1. Р. 264–273.
7. Burakov V. A., Zorin L. A. and others. Adaptive signal processing in antenna gratings // Foreign radioelectronics. 1976. №8. Р. 35–39.
8. Undrow B. Adaptive interference cancellers. Principles of construction and application // ТИЕР. 2009. №12. Р. 69–97.

9. Bristod T. A. Application of adaptive interference cancellators for radio communication and radiolocation: Express information // Radio engineering of ultrahigh frequencies. 2008. №22. P. 16-20.
10. Poradish F. J., Habbl M. Millimeter wave radiometric imaging ext // SPIE: Millimeter Wave Technology. 2010. № 1. 337 p.
11. Ring E., Ammer K. The technique of infrared imaging in medicine. Thermol. Int. 2010. №10. P. 7-4.
12. Dulores P. Increase incidence of retained placenta associated with heat stress in dairy caustheriogenology. 2008. №2. P. 115-121.
13. Skou Niels. Microwave radiometer systems: Design and analysis. Boston, London: Artech House, 2008. 162 p.
14. Jones B. F. A reappraisal of the use of infrared thermal image analysis in medicine // IEEE Trans. Med. Imaging. 2009. №17. P.1019-1027.
15. Maldague X. Theory and Practice of Infrared Technology for Nondestructive Testing. Wiley; New York, NY, USA. 2008. P. 99-107.
16. Zheng L., Tidrow M. Analyses of infrared focal plane array figure of merit and its impact on sensor system trades // Infrared Phys. Technol. 2009. №52. P. 408-411.
17. Основы автоматического управления ; под ред. В. С. Пугачева. Москва : Наука. 1968. 123 с.
18. Адаптивная компенсация помех в каналах связи ; под ред. Ю. И. Лосева Москва : Радио и связь, 1988. 208 с.
19. Максимов М. В. Защита от радиопомех. Москва : Сов. радио, 1976. 495 с.
20. Semenets V.V. Coordinate method for estimation of radial velocity in systems of acoustic sounding of the atmosphere / V. V. Semenets, V.I. Leonidov // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. № 76(3). P. 245-251.
21. Semenets V.V. Analysis of electromagnetic environment and modeling of spurious radiation sources / V.V. Semenets, T.E. Stytchenko // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. –№ 75(15).– P. 1385-1396
22. Щапов П. Ф. Получение информационной избыточности в системах измерительного контроля и диагностики измерительных объектов / П. Ф. Щапов, О. Г. Аврунин // Український метрологічний журнал. 2011. № 1. С. 47-50.
23. Аврунин О.Г. Методика метрологической аттестации риноманометров при использовании расходомеров на основе сопла Вентури // Радиотехника. 2013. № 172. С. 154-160.
24. Аврунин О.Г. Повышение достоверности риноманометрической диагностики путем учета статистических характеристик измеряемых сигналов // Радиотехника. 2013. № 174. С. 73-80.
25. Аврунин О. Г. Сравнение дискриминантных характеристик риноманометрических методов диагностики / О. Г. Аврунин, В. В. Семенец, П. Ф. Щапов // Радиотехника. 2011. 164. С. 102-107.
26. Omari A.K. Al., Ismail Saied H.F., Avrunin O.G. Analysis of Changes of the Hydraulic Diameter and Determination of the Air Flow Modes in the Nasal Cavity // Image Processing & Communications, challenges3, AISC 102. Springer – Verlag Berlin Heidelberg. 2011. P. 303-310.

*Подільський державний  
аграрно-технічний університет;  
Харківський національний  
університет радіоелектроніки;  
Харківський національний технічний університет  
сільського господарства імені Петра Василенка*

*Надійшла до редколегії 17.12.2018*