

УДК 621.391

І.І. Сопронюк<sup>1</sup>, В.П. Лисечко<sup>1</sup>, О.В. Сєверінов<sup>2</sup><sup>1</sup> Українська державна академія залізничного транспорту, Харків<sup>2</sup> Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

## МОНІТОРИНГ СПЕКТРУ У КАНАЛАХ ІЗ ЗАВМИРАННЯМИ ТА ЧАСТОТНИМИ СПОТВОРЕННЯМИ

У статті досліджується алгоритм моніторингу спектру на основі використання адаптивного режекторного фільтра з наступним використанням узгодженої фільтрації. Імітаційним моделюванням показано основні переваги у порівнянні з іншими алгоритмами моніторингу спектру. Було побудовано графіки функціональних характеристик приймача за різних значень відношення сигнал-шум.

**Ключові слова:** когнітивне радіо, моніторинг спектру, Релеєвські завмирання, узгоджений фільтр, адаптивний режекторний фільтр, функціональні характеристики приймача.

### Вступ

**Постановка проблеми.** В останні роки когнітивне радіо [1], [2] сфокусувало на собі дослідницький інтерес із-за необхідності ефективного використання радіочастотного спектру. У когнітивній системі радіозв'язку вторинні радіотермінали намагаються знайти вільні ділянки в діапазоні частот, який використовується ліцензованими користувачами. Ключова проблема в когнітивних мережах полягає в тому, щоб якнайшвидше звільнити діапазон частот при виявленні первинного радіотерміналу.

Моніторинг спектру – це обов'язкові функціональні можливості у будь-якій безпроводовій когнітивній системі, яка спільно з первинними користувачами використовує частотний діапазон. Прикладом таких систем може бути стандарт IEEE 802.22 [3], який припускає повторне використання вільного спектру частот у смугах телевізійного мовлення.

**Аналіз літератури.** У [4, 5] представлений короткий огляд, а також дослідження моніторингу спектру в системах когнітивного радіо.

Попередні роботи [8 – 10] розглядали виявлення пілот-сигнала, або синусоїди, при якому схема виявлення була призначена для випадку, коли первинний термінал передає з відомою частотою, а амплітуда як може, так і не може бути відомою априорі. На відміну від [8 – 10], в статті розглядаються два практичні ефекти, які мають значення для системи радіозв'язку: по-перше, розглядається випадок каналу з Релеєвськими завмираннями, а по-друге, враховуються частотні спотворення, які відбуваються через ефект Доплера та розузгоджених генераторів, присутніх в системі радіозв'язку. Ці два припущення ускладнюють алгоритм моніторингу спектру.

**Мета статті.** У статті досліджується "близький до оптимального" алгоритм, заснований на наборі узгоджених фільтрів, кожен з яких узгоджений з різною частотою [11]. Не дивлячись на те, що цей варіант близький до оптимального, його висока

складність може перешкоджати практичності. Як альтернативу цьому алгоритму буде представлено та досліджено простіший алгоритм оцінки невідомої випадкової частоти, заснований на принципі Критерію Узагальненого Відношення Ймовірності (КУВЙ). Для оцінки і фільтрації контрольної частоти цей алгоритм використовує адаптивний режекторний фільтр. На наступній стадії використовується єдиний узгоджений фільтр, який узгоджений з передбачуваною частотою.

### Основний матеріал

#### 1. Моніторинг спектру у каналах із завмираннями та частотними спотвореннями

Моніторинг спектру – це прийняття рішення щодо виду та класу сигналу; моніторинг включає стадію оцінки та стадію прийняття рішення [6]. Вторинна когнітивна мережа в процесі моніторингу повинна прийняти рішення згідно двох можливих гіпотез: або частотний діапазон зайнятий, або вільний. Чим більше даних про природу сигналу первинного користувача має система, тим більш надійним буде процес прийняття рішення. У випадку, коли немає ніяких даних про ліцензовані термінали, датчик енергії базується на підході, що являється найбільш загальним шляхом моніторингу спектру, і який не вимагає високої обчислювальної складності. Якщо система має деякі попередні знання про первинний сигнал, можуть бути використані складніші методи. Узгоджений фільтр для такої системи оптимальний в тому сенсі, що він максимізує відношення сигнал/шум [7], проте це вимагає того, щоб первинний сигнал був априорі відомий. У практичних системах первинною мережею може використовуватися пілот-сигнал. Наприклад, в стандарті цифрового телебачення (DTV) використовується безліч синусоїдальних пілот-сигналів, розташованих в різних частотних точках.

Розглянемо вторинну мережу радіозв'язку з використанням єдиного датчика. Вторинний датчик

повинен контролювати діяльність первинної мережі. Припустимо, що первинний радіосигнал використовує пілот-сигнал у формі синусоїди, як в [8 – 10].

Первинний користувач може бути як активним, так і неактивним, тому спостереження в датчику можуть бути сформульовані як наступна подвійна гіпотеза:

$$\begin{cases} H_0: Y(m) = V(m), m = 1, \dots, M; \\ H_1: Y(m) = H \sin(m\Omega + \Theta) + V(m), m = 1, \dots, M, \end{cases} \quad (1)$$

де  $H$  – випадковий коефіцієнт послаблення каналу;  $\Omega$  – невідома випадкова кутова частота сигналу первинного користувача, яка точно не відома із-за розузгодження генераторів; Доплерівське зрушення  $\Theta$  є випадковим невідомим зміщенням фази пілот-сигналу;  $V(m)$  – випадковий адитивний шум.

Щільність Релеєвського розподілу:

$$p(h) = \begin{cases} \frac{h}{\sigma_h^2} \exp\left(-\frac{h^2}{2\sigma_h^2}\right), & h \geq 0, \\ 0, & h < 0 \end{cases} \quad (2)$$

де  $\sigma_h^2$  – дисперсія коефіцієнта послаблення каналу; фазове зрушення  $\Theta$  – випадкова величина, яка визначається однорідною щільністю розподілу  $\Theta \sim U[0, 2\pi)$ .

Мета моніторингу спектру полягає у прийнятті рішення при подвійному тестуванні гіпотези (вибір або), ґрунтуючись на отриманому сигналі. Згідно критерію Байєса [7], враховуючи апіорну ймовірність кожної моделі  $i$ , і витрати, пов'язані з кожним можливим рішенням, рішення можна визначити як:

$$\Lambda(y) = \frac{p(y|H_1)}{p(y|H_0)} U_i \begin{matrix} H_1 \\ > \\ < \\ H_0 \end{matrix} \gamma_i, \quad (3)$$

де  $\gamma$  – апіорне порогове значення, яке включає повні витрати. Згідно з гіпотезою, спостереження є незалежними, а обчислення розподілу може бути представлено як

$$p(y|H_0) = \prod_{m=1}^M p(y(m)|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} \times \prod_{m=1}^M \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_v^2} y(m)^2\right). \quad (4)$$

Розглянемо деякі відомі результати для декількох випадків з різними рівнями знання про параметри системи:

1) без частотних зсувів ( $w = \bar{w}$ ) та з відомим коефіцієнтом  $H$  послаблення каналу.

У простому випадку, коли немає частотних зсувів ( $\omega$  відомо точно), а коефіцієнт  $H$  послаблення каналу відомий апіорі, відношення ймовірності визначається [11]:

$$\Lambda^1(y) = \frac{p(y|H_1)}{p(y|H_0)} = \exp\left(\frac{-Mh^2}{2\sigma_w^2}\right) I_0\left(\frac{2h}{2\sigma_w^2} r\right), \quad (5)$$

де  $I_0$  – змінена функція Бесселя, а  $r$  визначається як:

$$r(w) = \sqrt{y_c^2 + y_s^2}, \quad (6)$$

$$\text{де } y_c(w) = \sum_{m=1}^M y(m)\cos(mw), \quad y_s(w) = \sum_{m=1}^M y(m)\sin(mw).$$

В цьому випадку єдиний узгоджений фільтр потрібний для того, щоб отримати функцію відношення ймовірностей.

2) без частотних зсувів ( $w = \bar{w}$ ) і невідомим коефіцієнтом  $H$  послаблення каналу.

У другому випадку немає частотних зрушень ( $\omega$  відомо точно), а коефіцієнт послаблення каналу апіорі невідомий. Щоб знайти  $\Lambda(y|\omega)$  можна обмежити  $h$  і відношення ймовірності матиме вигляд [11]:

$$\Lambda^{\text{II}}(y) = \int_0^\infty \Lambda(y|h)p(h)dh = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \exp\left(-\frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} r(w)^2\right), \quad (7)$$

де  $r(\omega)$  визначено у (6). Тут, як і у попередньому випадку, єдиний узгоджений фільтр потрібний для того, щоб отримати функцію відношення ймовірності.

3) Невідомий частотний зсув та невідомий коефіцієнт послаблення каналу.

У третьому випадку присутній частотний зсув, а коефіцієнт  $H$  послаблення каналу апіорі невідомий. В цьому випадку ми використовуємо (7) і обмежуємо по невідомій випадковій частоті  $\omega$ :

$$\Lambda^{\text{III}}(y) = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \int_{\bar{w}-\varepsilon}^{\bar{w}+\varepsilon} \exp\left(-\frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} r^2(w)\right) p(w)dw. \quad (8)$$

Інтеграл в (8) нерозв'язний, і щоб приблизно оцінити його, апроксимуємо  $p(\omega)$  використовуючи дискретну щільність розподілу  $p_d(\omega)$  з  $K$  дискретними значеннями:  $p_d(w) \approx \sum_{k=1}^K p(w_k)\delta(w - w_k)$ , де

$$w_k = (\bar{w} - \varepsilon) + k\Delta, k = \{1, 2, \dots, K\}, K = 2\varepsilon / \Delta.$$

Отже, функція відношення ймовірності апроксимується [11]:

$$\Lambda(y) \approx \sum_{k=1}^K \Lambda(y|w_k)p(w_k) = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \sum_{k=1}^K p(w_k) \exp\left(-\frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} r(w_k)^2\right). \quad (9)$$

Тут, функція відношення ймовірності оцінюється використанням набору з  $K$  узгоджених фільтрів, кожен для своєї частоти  $\omega_k$ . Відомо, що узгоджений фільтр чутливий до частотного розузгодження, і тому необхідно домагатися як можна більшої кількості  $K$ . Це зробило б проміжок між послідовними дискретними частотами  $\Delta\omega$  дуже малим, і частотне розузгодження було б незначним. У свою чергу, це привело б до створення дорогого устатку-

вання. Робота системи буде нестабільною в тих випадках, коли використовуються декілька узгоджених фільтрів і має місце частотне розузгодження.

## 2. Метод сліпого моніторингу спектру низької складності

Нижче представлено алгоритм моніторингу спектру для третього випадку. Необхідно відмітити, що якби робоча частота  $\Omega$  була відомою, можна було б використовувати її реалізацію в (7). Оскільки  $\Omega$  невідома, замість цього може бути використаний підхід КУВЙ [7]: спочатку отримуємо максимальну імовірнісну оцінку частоти  $\Omega$ , а потім, ґрунтуючись на цій оцінці,  $\hat{\Omega}_{ML}$ , апроксимуємо (8) як:

$$\hat{\Lambda}^{\text{III}}(y) = \frac{p(y|\hat{\Omega}_{ML}, H_1)}{p(y|H_0)} = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \exp\left(\left(2\sigma_a^2 / \left(\sigma_w^2 (\sigma_w^2 + M\sigma_a^2)\right)\right) \cdot r^2(\hat{\Omega}_{ML})\right). \quad (10)$$

Відомо, що  $\hat{\Omega}_{ML}$  можна асимптотично отримати шляхом максимізації періодограми [7], тому

$$\hat{\Omega}_{ML} = \arg \max \left| \sum_{m=1}^M y(m) \exp^{-j\omega m} \right|, \text{ де } j = \sqrt{-1}.$$

Точність оцінки частоти залежить від кількості відліків  $M$  у фреймі. Головна мета спостереження полягає в тому, щоб отримати оптимальну частотну сітку з точки зору достовірної оцінки частоти  $\Omega$ . Проте це у свою чергу призводить до істотного ускладнення алгоритму. З іншого боку, якби була використана груба сітка усього лише з декількома частотами, то в результаті це призвело б до істотної втрати точності і високої ймовірності помилки оцінки.

Як альтернативу цьому алгоритму розглянемо алгоритм оцінки частоти  $\Omega$  низької складності на основі адаптивного режекторного фільтра, який здатний визначити частоту сигналу.

Режекторний фільтр – фільтр, який містить нуль в частотній характеристиці. Імпульсна характеристика (ІХ) фільтра другого порядку характеризується наступною передавальною функцією:

$$H(z) = \frac{1 - \beta(m)z^{-1} + z^{-2}}{1 - \rho(m)\beta(m)z^{-1} + \rho^2(m)z^{-2}}, \quad (11)$$

де величина  $\beta(m)$  визначає центральну частоту режекторного фільтра, а  $0 < \rho(m) < 1$  визначає місце розташування полюсів. Цей фільтр включає властивості наявності симетричної частотної характеристики і вузької смуги, за умови, що  $\rho(m)$  близько до 1.

Вихід фільтра  $s(m)$  може бути виражений як:

$$s(m) = y(m) + \beta(m)y(m-1) + y(m-2) - \rho(m)\beta(m)s(m-1) - \rho(m)^2s(m-2). \quad (12)$$

Сформулюємо умови оптимальності для  $\beta$  і  $\rho$ , використовуючи наступний критерій оптимізації:

$$(\hat{\beta}, \hat{\rho}) = \arg \min \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left( s(m)^2 + \frac{1}{\rho(m)} \right), \quad (13)$$

$$\beta_{\min} \leq \beta \leq \beta_{\max}, \rho \leq \rho_{\max},$$

де  $\beta_{\min}, \beta_{\max}$  – допустимі межі частотного зсуву; згідно критерію стійкості Ляпунова,  $\rho_{\max} \leq 1$  [12]. Ширина смуги режекторного фільтра:  $BW = \pi(1 - \rho(m))$  [13].

Передбачувана частота  $\hat{\Omega}$  може бути знайдена  $\hat{\Omega} = \arccos(-\beta(M)/2)$  і використовуватися для апроксимації КУВЙ у (10). Пряма оптимізація (13) являється складною із-за своєї нелінійності. Проте, ця проблема може бути легко розв'язана послідовним способом, використовуючи теорію адаптивних фільтрів. Це призводить до адаптації  $\beta$  і  $\rho$  і дослідженню місця розташування нульової частоти таким чином

$$\beta(m) = \beta(m-1) - \mu\beta \frac{\partial s^2(m)}{\partial \beta}; \quad (14, a)$$

$$\rho(m) = \rho(m-1) - \mu\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \left( s^2(m) + \frac{1}{\rho(m)} \right), \quad (14, b)$$

де  $\mu\beta$  і  $\mu\rho$  – апріорно задані параметри розміру кроку.

Ми відмічаємо альтернативний підхід і враховуємо стохастичну апроксимацію, щоб адаптивно вивчити розмір кроку в реальному часі.

Гradient може бути визначений як:

$$\frac{\partial s^2(m)}{\partial \beta} = 2s(m) \frac{\partial s(m)}{\partial \beta} = 2s(m)(y(m-1) - \rho s(m-1)) \quad (15, a)$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} \left( s^2(m) + \frac{1}{\rho(m)} \right) = 2s(m) \frac{\partial s(m)}{\partial \rho} - 2 \frac{1}{\rho^2(m)} = -2s(m) \left( \beta(m)s(m-1) + 2\rho(m)s(m-2) + \frac{1}{\rho^2(m)} \right). \quad (15, b)$$

Значення  $\beta(m)$  можуть бути обмежені таким чином:

$$\begin{cases} \beta \hat{=} \hat{\beta} \text{ і } \beta(m) > -2\cos(\bar{\omega} + \epsilon), \text{ і } \hat{\beta} \text{ і } \beta(m) = -2\cos(\bar{\omega} + \epsilon); \\ \beta \hat{=} \hat{\beta} \text{ і } \beta(m) < -2\cos(\bar{\omega} + \epsilon), \text{ і } \hat{\beta} \text{ і } \beta(m) = -2\cos(\bar{\omega} + \epsilon). \end{cases} \quad (16)$$

Ці обмеження можуть бути корисними у випадку низького відношення сигнал-шум.

Обчислювальна складність запропонованого алгоритму визначається частотою адаптивного режекторного фільтра і одного узгодженого фільтра. Складність режекторного фільтра має той же самий порядок, що і у одного узгодженого фільтра. Тому, обчислювальна складність запропонованого алгоритму еквівалентна двом узгодженим фільтрам.

## 3. Результати моделювання

Було проведено порівняння запропонованого алгоритму з такими схемами виявлення: датчик енергії; "близьке до оптимального" рішення, засноване на наборі узгоджених фільтрів згідно (9), з  $K = 20$  (це підвищує обчислювальну складність цього алгоритму приблизно в 10 разів в порівнянні з алгоритмом на основі адаптивного режекторного фільтра); неузгоджений датчик, який реалізує частоту, є номінальним; графіки функціональних характеристик приймача представлені нижче на рис. 1 з різними значеннями відношення сигнал-шум. Як видно з графіків, запропонований алгоритм має більш кращі характеристики, ніж датчик енергії та неузгоджений

датчик. Набір узгоджених фільтрів забезпечує гіршу роботу, ніж датчик з режекторним фільтром. Необхідно було б приблизно  $K \approx 40$  узгоджених фільтрів для досягнення такої ж ефективної роботи, як у датчика з режекторним фільтром, що робить його обчислювальну складність приблизно в 20 разів складніше при тих же самих функціональних характеристиках. Неузгоджений фільтр має незадовільні робочі характеристики; це свідчить про те, як важливо враховувати частотні зсуви при проектуванні системи.

слювальну складність приблизно в 20 разів складніше при тих же самих функціональних характеристиках. Неузгоджений фільтр має незадовільні робочі характеристики; це свідчить про те, як важливо враховувати частотні зсуви при проектуванні системи.

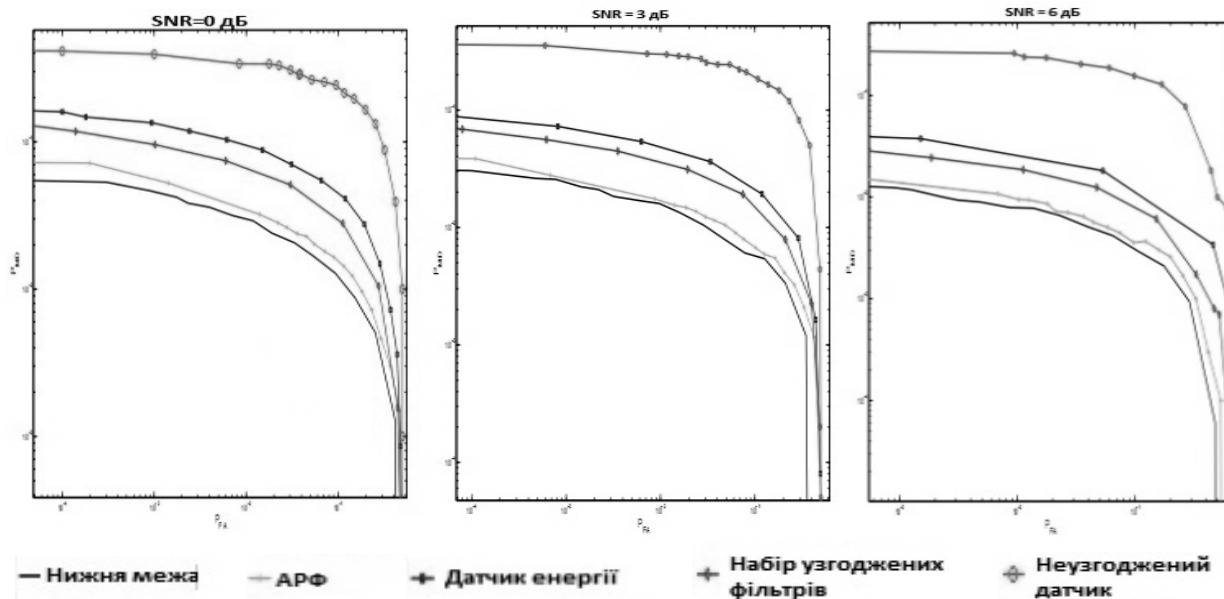


Рис. 1. Графіки функціональних характеристик приймача для різних схем виявлення

## Висновки

У статті був запропонований алгоритм низької складності для моніторингу спектру в каналах із замираннями і частотними зсувами. Схема заснована на адаптивному режекторному фільтрі для оцінки частоти.

Було проведено порівняльне моделювання з іншими схемами виявлення. Результати показали, що цей алгоритм має меншу обчислювальну складність та кращі функціональні характеристики при різних відношеннях сигнал-шум.

## Список літератури

1. Haykin S. *Cognitive radio: brain-empowered wireless communications* / S. Haykin, // *IEEE journal on selected areas in communications*. – 2005. – Vol. 23, no. 2. – P. 201-220.
2. Fette B. *Cognitive radio technology* / B. Fette. – Newnes, 2006.
3. *IEEE P802.22/D0.5, Draft Standard for Wireless Regional Area Networks Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV Bands*, 2008.
4. Sousa E. *Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design tradeoffs* / E. Sousa // *IEEE Communications Magazine*. – 2008. – P. 33.

5. Akyildiz I. *A survey on spectrum management in cognitive radio networks* / I. Akyildiz, W. Lee, M. Vuran, S. Mohanty // *IEEE Communications Magazine*. – 2008. – Vol. 46, no. 4. – P. 40.
6. *Pattern recognition and machine learning* / C. Bishop. – Springer New York, 2006.
7. Van Trees H. *Detection, estimation, and modulation theory. Part I. Detection, estimation, and linear modulation theory* / H. Van Trees. – Wiley New York, 1968.
8. Li H. *Quickest spectrum sensing in cognitive radio* / H. Li, C. Li, H. Dai, 2008.
9. *Spectrum Sensing in Low SNR Regime via Stochastic Resonance* / K. Zheng, H. Li, S. Djouadi, J. Wang, L. Sankar, X. Shang, E. Erkip, H. Poor, S. Kak, C. Studer et al. – *Arxiv preprint arXiv:0906.0739*, 2009.
10. Li C. *Adaptive quickest change detection with unknown parameter* / C. Li, H. Dai, H. Li. – 2009. – P. 3241-3244.
11. Barkat M. *Signal detection and estimation* / M. Barkat. – Artech House, 1991.
12. Lyapunov A. *The general problem of the stability of motion* / A. Lyapunov, J. Walker // *Journal of Applied Mechanics*. – 1994. – Vol. 61. – P. 226.
13. Stoica P. *Performance analysis of an adaptive notch filter with constrained poles and zeros* / P. Stoica, A. Nehorai // *IEEE Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing*. – 1988. – Vol. 36, no. 6. – P. 911-919.

Надійшла до редколегії 24.11.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.О. Кузнецов, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

## МОНИТОРИНГ СПЕКТРА В КАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ И ЧАСТОТНЫМИ СДВИГАМИ

И.И. Сопронюк, В.П. Лысечко, А.В. Северинов

В статье исследуется алгоритм мониторинга спектра на основе использования адаптивного режекторного фильтра с последующим использованием одного согласованного фильтра. Имитационным моделированием показаны основные преимущества по сравнению с другими алгоритмами мониторинга спектра. Были построены кривые функциональных характеристик приемника при различных значениях отношения сигнал-шум.

**Ключевые слова:** когнитивное радио, мониторинг спектра, Рэлеевские замирания, согласованный фильтр, режекторный фильтр, функциональные характеристики приемника.

**SPECTRUM SENSING OVER THE CHANNELS WITH RAYLEIGH FADING AND FREQUENCY OFFSETS**

I.I. Sopronyuk, V.P. Lysechko, A.V. Severinov

*In the article the algorithm of the spectrum sensing is investigated on the basis of the use of adaptive notch filter with the subsequent use of single matched filter. The imitation modeling is show basic advantages as compared to other algorithms of the spectrum sensing. The curves of receiver operating characteristic were built at the different values of relation SNR.*

**Keywords:** *cognitive radio, the spectrum sensing, Rayleigh fading, adaptive notch filter, matched filter, receiver operating characteristics.*