

### СПОСІБ «СЛІПОГО» ВИЗНАЧЕННЯ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ РАДІОСИГНАЛІВ З ЛІНІЙНОЮ ЦИФРОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Визначення несучої частоти за умов апріорної параметричної та модуляційної невизначеності радіосигналу є необхідною передумовою для забезпечення роботи схеми частотної синхронізації радіоприймальних пристроїв програмно визначеного радіо. Для реалізації вказаної операції в статті запропоновано спосіб «сліпого» визначення несучої частоти радіосигналів із амплітудною, фазовою та квадратурно-амплітудною маніпуляцією, який не потребує попередньої інформації про вид модуляції, параметри радіосигналу та комунікаційного каналу. Основною способом є розрахунок взаємної кореляції символів фазового сузір'я та тактова синхронізація відповідно до методу Гарднера. На відміну від відомих підходів запропонований спосіб не потребує розрахунку двомірної цільової функції, що дозволяє зменшити кількість розрахункових операцій. Це досягнуто шляхом виконання попередньої тактової синхронізації та приведення двомірної цільової функції до одомірної. Верифікація розробленого способу проведена шляхом статистичного моделювання з використанням більше 20 видів фазових сузір'їв. Практична значущість отриманих результатів полягає в зменшенні часу визначення несучої частоти та спрощенні практичної реалізації за рахунок використання апробованих схем тактової синхронізації.

**Ключові слова:** синхронізація; несуча частота; цифрова модуляція; взаємна кореляція; метод Гарднера.

**Постановка проблеми у загальному вигляді.** В теперішній час широкого розповсюдження набула технологія програмно визначеного радіо (Software-defined radio (SDR)). Така технологія дозволяє динамічно змінювати параметри сигналу, включаючи діапазон частот, вид модуляції, символічну швидкість, потужність випромінювання та інші, за виключенням робочих параметрів, які встановлені специфікацією або стандартом системи [2]. В технології SDR переважно використовуються цифрові види модуляції [6]. Важливим завданням, яке вирішується в радіоприймальних пристроях SDR, є визначення параметрів та виду модуляції радіосигналу, що є необхідною передумовою для встановлення стандарту зв'язку та вибору відповідного способу демодуляції. Вказане завдання вирішується за умов апріорної невизначеності модуляційних параметрів сигналу. Отже розробка нових та удосконалення існуючих підходів до визначення параметрів цифрових радіосигналів є актуальним науковим і практичним завданням, вирішення якого дозволить розширити можливості SDR технології. Одним із перших параметрів, що визначається в приймачі є несуча частота радіосигналу.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Завдання визначення несучої частоти радіосигналів з лінійною цифровою модуляцією (ЛЦМ) в умовах апріорної невизначеності розглядалось в багатьох опублікованих роботах. В більшості випадків для визначення несучої частоти використовуються підходи, які ґрунтуються на піднесенні сигналу до степеня та пошуку домінуючих гармонік в амплітудно-частотному спектрі [10], а також використовуються кола фазового автопідстроювання частоти [1]. Вказані підходи мають досить високу точність, однак потребують прийняття рішення про тип нелінійного оператора [10] та є непрацездатними при аналізі окремих видів ЛЦМ радіосигналів (зокрема сигналів із закругленими фазовими сузір'ями). Інший підхід до визначення несучої частоти використовує взаємну кореляцію комплексних символів фазового сузір'я [3]. Однак, розрахунок двомірної цільової функції, який складає основу вказаного методу, потребує значних обчислювальних затрат, що обмежує його практичне використання. Зменшення кількості розрахунків можна досягти шляхом розділення двомірного пошуку глобального мінімуму цільової функції на два одомірних та використання ітераційних методів пошуку екстремумів [8]. Але при низьких ВСШ та значних спотвореннях сигналу, обумовлених його багатопроменевим розповсюдженням такий спосіб не завжди є працездатним, що пов'язано із зниженням ймовірності правильної ідентифікації положення «впадини» цільової функції.

Тому **метою** даної статті є удосконалення способу «сліпого» визначення несучої частоти радіосигналів з лінійною цифровою модуляцією, що ґрунтується на взаємній кореляції комплексних символів фазового сузір'я.

**Постановка завдання досліджень.** Відліки сигнальної суміші  $r(i, U_x)$  на проміжній частоті радіоприймального пристрою можна записати у вигляді [11]:

$$r(i, U_x) = a_x e^{j\left(2\pi f_c \frac{i}{F_s} + \theta\right)} \sum_{k=1}^K s_k^{(x)} g\left(\frac{i}{F_s} - (k-1)T - \varepsilon T\right) + n_g\left(\frac{i}{F_s}\right), \quad (1)$$

де  $U_x = [a_x \ f_c \ \theta \ R_s \ g(i) \ M \ \{s_k^x\}_{k=1}^M]$  – вектор апріорно невідомих параметрів сигналу;  $a_x$  – амплітуда сигналу;  $f_c$  – частота несучого коливання;  $\theta$  – початкова фаза несучого коливання;  $R_s = 1/T$  – символна швидкість;  $g(i)$  – імпульсна характеристика формуючого фільтра;  $M$  – кратність маніпуляції;  $T$  – символний період;  $\{s_k^x\}_{k=1}^M$  – комплексні символи кінцевого алфавіту різновидів маніпуляцій, що визначаються відповідно до виразів представлених в [11], або до табличних даних (наприклад для стандарту MIL-STD-188-110B [5]);  $n_g$  – адитивний гауссівський шум;  $F_s$  – частота дискретизації;  $\varepsilon$  – похибка тактової синхронізації;  $i$  – номер відліку в масиві.

Необхідно визначити несучу частоту  $f_c$  за умов відсутності апріорної інформації про вид модуляції та параметри радіосигналу, що описуються вектором  $U_x$ .

**Викладення основного матеріалу.** В основу способу «сліпого» визначення несучої частоти покладено метод, що ґрунтується на взаємній кореляції комплексних символів фазового сузір'я, основою розрахункового процесу якого є мінімізація двомірної цільової функції  $c(R(\tau, f_c))$  [3]:

$$c(R(\tau, f_c)) = \sum_{k=1}^K \min \left\{ \sum_{m=1, m \neq k}^K (|r_{k,I}(\tau, f_c) - r_{m,I}(\tau, f_c)| + |r_{k,Q}(\tau, f_c) - r_{m,Q}(\tau, f_c)|) \right\}, \quad (2)$$

де  $R(\tau, f_c)$  – двомірна функція залежності мінімальної метрики між комплексними відліками сигналу від значення несучої частоти опорного генератора  $f_c$  та часу тактової синхронізації  $\tau = \varepsilon T$ ;  $r_{k,I}(\tau, f_c), r_{k,Q}(\tau, f_c), k = 1, 2, \dots, K$  – дійсна та уявна частина комплексного відліку сигналу;  $K$  – кількість відліків, що використовуються при розрахунках.

Оскільки функція  $R(\tau, f_c)$  є двомірною, то пошук її мінімуму потребує значних обчислювальних затрат. Для зменшення розрахункової складності двомірний пошук можна розділити на два одномірних [8]. Однак ймовірність правильної ідентифікації «впадини» функції  $R(\tau, f_c)$  знижується при наявних викривленнях сигналу в каналі зв'язку, що потребує додаткового розбиття області пошуку за часом тактової синхронізації, призводить до ускладнення алгоритму визначення мінімуму та збільшення розрахункової складності.

В даній роботі пропонується двомірну цільову функцію (2) замінити одномірною шляхом попередньої реалізації тактової синхронізації відповідно до методу Гарднера [7]. В такому разі цільова функція матиме вигляд:

$$c(R(f_c)) = \sum_{k=1}^K \min \left\{ \sum_{m=1, m \neq k}^K (|r_{k,I}^S(f_c) - r_{m,I}^S(f_c)| + |r_{k,Q}^S(f_c) - r_{m,Q}^S(f_c)|) \right\}, \quad (3)$$

де  $r_{k,I}^S(f_c), r_{k,Q}^S(f_c)$  – відліки сигналу після здійснення тактової синхронізації.

Метод тактової синхронізації Гарднера не потребує апріорних значень про фазу несучого коливання та забезпечує похибку синхронізації близькою до нуля вже після обробки 40 відліків сигналу [9]. Попередня значення символної швидкості для реалізації тактової синхронізації можна отримати використавши спосіб представлений в [3].

Для радіосигналів із квадратурно-амплітудною маніпуляцією (КАМн) похибка синхронізації методом Гарднера розраховується за виразом [7]:

$$e_k = (r_{k,I} - r_{k-2,I})r_{k-1,I} + (r_{k,Q} - r_{k-2,Q})r_{k-1,Q}, \quad (4)$$

де  $r_{k-1,I} = r_I\left(t - \frac{1}{2}T\right)$ ,  $r_{k-1,Q} = r_Q\left(t - \frac{1}{2}T\right)$  – синфазна та квадратурна складові зсунуті на половину тактового періоду.

Значення  $e_k$  близьке до нуля при відсутності похибки тактової синхронізації  $\varepsilon = 0$ , в протилежному випадку величина та знак похибки  $e_k$  відповідають розузгодженню тактових генераторів передавача та приймача.

Хоч тактовий детектор Гарднера інваріантний до фази несучого коливання, похибки його функціонування залежать від похибки частотної синхронізації  $\Delta f$ . Для виключення впливу  $\Delta f$  на роботу тактового детектора необхідно забезпечити виконання такої умови [7]:

$$\Delta f T \leq 10^{-2}. \quad (5)$$

Для прикладу, при значенні символної швидкості  $R_s = 2400$  Бод, максимально допустиме значення зсуву частоти буде дорівнювати  $\Delta f = 24$  Гц.

Таким чином, при розрахунку одномірної цільової функції тактову синхронізацію необхідно здійснювати з кроком зміни несучої частоти відповідно до нерівності (5).

Одномірна цільова функція  $C(R(f_c))$  зображена на рисунку 1.

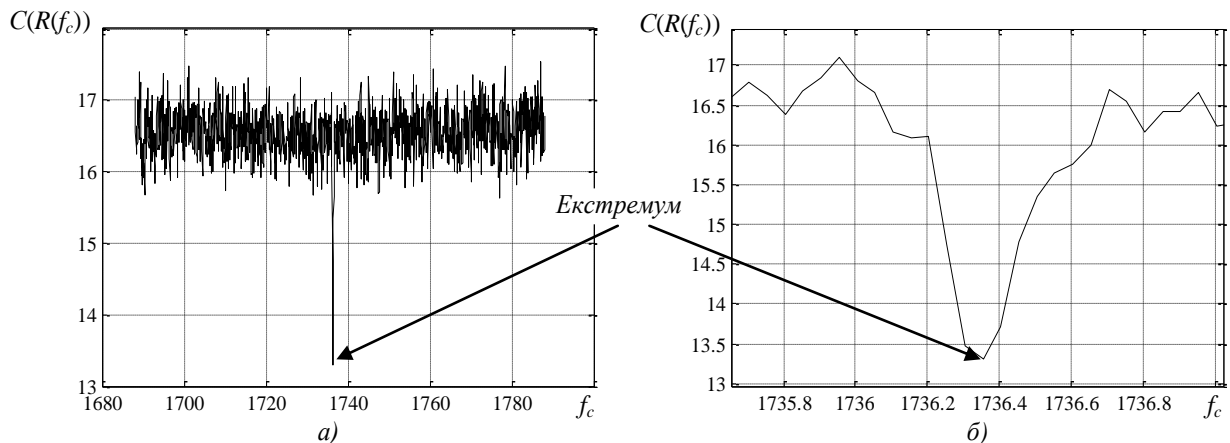


Рис. 1. Одномірна цільова функція: а) загальний вигляд; б) ділянка в області екстремуму

Аналіз функції представленої на рис. 1 дозволяє зробити два основні висновки: функція має екстремум на частоті, що відповідає несучій частоті сигналу та має ділянку монотонного убутання. Ідентифікація положення глобального мінімуму дозволяє визначити частоту  $f_c$ .

Наявність ділянки монотонного убутання надає можливість застосувати метод ітераційного пошуку екстремуму функції – метод дихотомії.

Враховуючи вище сказане, спосіб «сліпого» визначення несучої частоти радіосигналів із лінійною цифровою модуляцією можна представити у вигляді блок-схеми, зображеної на рис. 2.

Вхідними даними є відліки сигналу  $r(i)$  та необхідна точність визначення несучої частоти  $df_c$ . Першою операцією є визначення символного періоду  $T$ , що реалізується відповідно до алгоритму представленого в [10]. Відповідно до отриманого значення  $T$  розраховується необхідний крок здійснення тактової синхронізації  $kf_c$  за виразом (5).

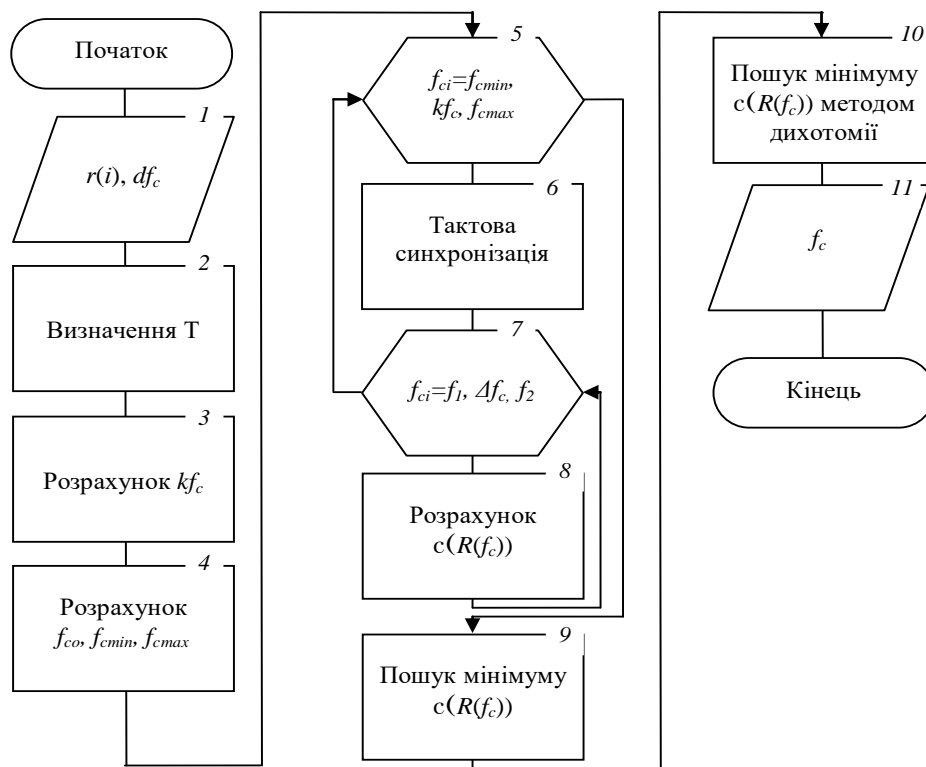


Рис. 2. Блок-схема способу «сліпого» визначення несучої частоти

В блоці 4 визначається центральна частота спектру сигналу [8]:

$$f_{co} = \frac{\sum_{m=1}^N mF \cdot S(m)}{\sum_{m=1}^N S(m)}, \quad (6)$$

де  $S(m)$  – амплітудно-частотний спектр сигналу,  $F$  – дискретність подання АЧС,  $N$  – кількість відліків АЧС.

Значення  $f_{co}$  використовується для розрахунку меж пошуку несучої частоти:  $f_{c \min} = f_{co} - f_{co} / 4$  та  $f_{c \max} = f_{co} + f_{co} / 4$ . Розрахунок одновірної цільової функції  $c(R(f_c))$  здійснюється в блоках 5–8 з «грубим» кроком  $\Delta f_c$ . Межі другого циклу розрахунку визначаються як:  $f_1 = f_{c \min} + n_x k f_c$  та  $f_2 = f_{c \min} + (n_x + 1)k f_c$ , де  $n_x$  – номер поточного циклу, що задається блоком 5. Після отримання цільової функції здійснюється пошук її мінімуму та визначається попереднє значення несучої частоти  $f_{cR}$ . Потенційна точність визначення  $f_{cR}$  відповідає кроку  $\Delta f_c$ . Кінцеве значення несучої частоти визначається в блоці 10 ітераційним методом дихотомії [8] з потенційною точністю  $df_c$ .

Верифікація розробленого способу проведена шляхом статистичних випробувань в програмному середовищі MATLAB [4]. З цією метою формувались сигнали з амплітудною маніпуляцією (АМн), фазовою маніпуляцією (ФМн) та КАМн (в цілому використано 21 вид фазових сузір'їв). Параметри сигналу (несуча частота, символна швидкість, фаза несучого коливання, коефіцієнт згладжування формуючого фільтра тощо) змінювались за випадковим законом в межах значень відомих стандартів зв'язку. До сформованого радіосигналу додавався адитивний гаусівський шум для забезпечення необхідного ВСШ в діапазоні від 0 до 40 Дб з кроком 1 Дб. Для визначення несучої частоти використовувались 256, 512, 1024, 2048 та 4096 відліків сигналу. Отримані значення частоти усереднювались за 100 реалізаціями.

Результати статистичних випробувань для різновидів ФМн та КАМн при використанні 512 відліків сигналу представлені у вигляді залежностей відносної похибки визначення несучої частоти від ВСШ на рисунку 3.

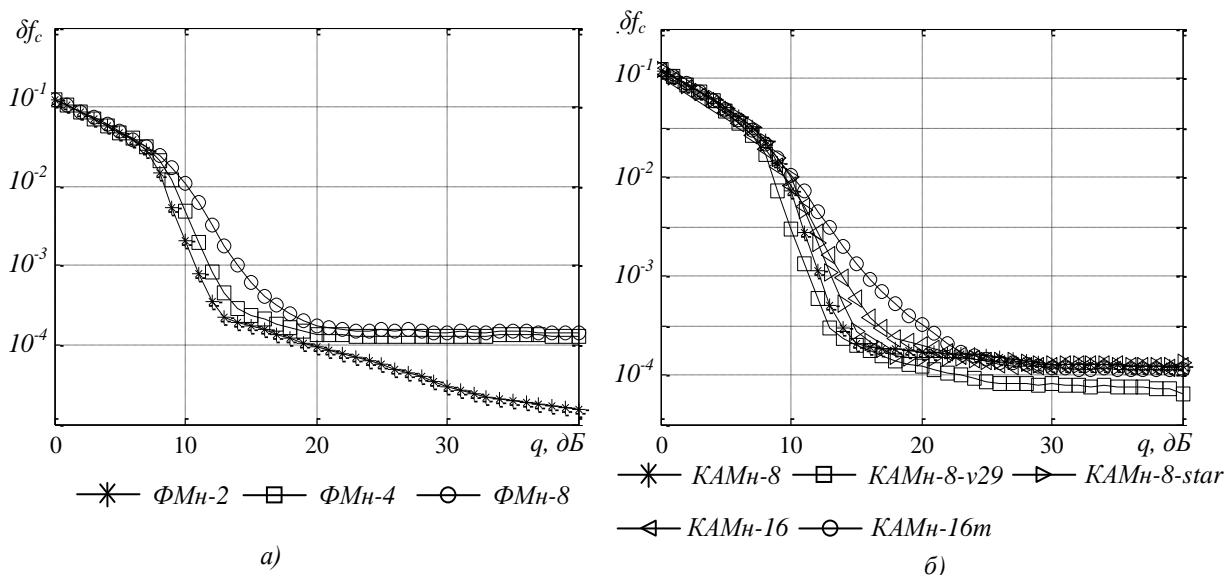


Рис. 3. Залежності відносної похибки визначення несучої частоти сигналу від ВСШ

Результати проведеного моделювання показали, що відносна похибка визначення несучої частоти радіосигналів з лінійною цифровою модуляцією запропонованим способом знаходиться в межах  $10^{-3}$ – $10^{-4}$  при ВСШ від 15 дБ (рис. 3). Значення похибки залежить від просторової відстані між комплексними символами фазового сузір'я, так для двопозиційної ФМн похибка визначення частоти не перевищує  $10^{-3}$  при ВСШ від 11 дБ. При використанні більш складних фазових сузір'їв з більшою кількістю символів, просторова відстань між ними зменшується, що призводить до збільшення похибки визначення частоти. Для фазових сузір'їв з невеликою кількістю символів ( $M \leq 4$ ) для визначення несучої частоти досить 256 відліків сигналу (при значенні частоти дискретизації чотири відліки на один символ). При більшій кількості символів, кількість відліків, що використовуються в розрахунках, буде зростати.

**Висновки.** Розроблений спосіб «сліпого» визначення несучої частоти забезпечує розрахунок несучої частоти радіосигналів з лінійною цифровою модуляцією, працездатний для всіх видів фазових сузір'їв та не потребує апріорної інформації про вид модуляції та параметри сигналу. Заміна двомірного пошуку цільової функції на одномірний при розрахунках взаємної кореляції символів фазового сузір'я зменшила розрахункову складність, а використання апробованого методу тактової синхронізації спрощує практичну реалізацію способу.

**Список використаної літератури:**

1. *Benvenuto N. Algorithms for communications systems and their applications / N.Benvenuto, G.Cherubini.* – Chichester : John Wiley & Sons, 2003. – 1285 p.
2. *Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS). Report ITU-R SM. 2152.* – Geneva : ITU, 2009. – 3 p.
3. *Kozminchuk B.W. Joint Blind Synchronization of M-PSK and M-QAM Signals / B.W. Kozminchuk, X.Huang.* – Defense Research Establishment. – Ottawa, 1996. – 13 p.
4. *Mikhailov G.A. Parametric estimates by the Monte Carlo method / G.A. Mikhailov.* – Utrecht, Netherlands : VSP, 1999. – 376 p.
5. *MIL-STD-188-110B. Interoperability and performance standards for data modems, 2000.* – 131 p.
6. *Mitola J. Software radio architecture / J.Mitola.* – New York : John Wiley & Sons, 2000. – 543 p.
7. *Nezami M. RF architecture and digital signal processing aspects of digital wireless transceivers / M.Nezami.* – USA, 2003. – 624 p.
8. *Нагорнюк А.А. Автоматизированный расчет параметров радиосигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в условиях априорной параметрической неопределенности / А.А. Нагорнюк, А.А. Писарчук // Весник Гродзенскага дзяржаўнага ўніверсітэта імя Янкі Купалы. Серыя 2 : Матэматыка. Фізіка. Інфарматыка, вылічальна тэхніка і караванне. – Гродно, 2014. – Вып. 3 (180). – С. 118–125.*
9. *Нагорнюк О.А. Алгоритм автоматизованого визначення кратності маніпуляції фазоманіпульованих сигналів з невідомими параметрами / О.А. Нагорнюк // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Технічні науки : зб. наук. пр. – Житомир : ЖДТУ, 2011. – Вып. 2 (61). – С. 91–98.*
10. *Нагорнюк О.А. Методика синхронізації радіосигналів з лінійною цифровою модуляцією в умовах апріорної невизначеності / О.А. Нагорнюк, В.В. Павлюк // Цифрові технології : зб. наук. праць. – Одеса : ОНАЗ, 2015. – Вып. 18. – С. 46–55.*
11. *Сергиенко А.Б. Цифровая связь / А.Б. Сергиенко.* – СПб. : ГЭТИ «ЛЕТИ», 2012. – 164 с.

**References:**

1. Benvenuto, N. and Cherubini, G. (2003), *Algorithms for communications systems and their applications*, John Wiley & Sons, Chichester, 1285 p.
2. International telecommunication union (2009), *Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS)*, Geneva, 3 p.
3. Kozminchuk, B.W. and Huang, X. (1996), *Joint Blind Synchronization of M-PSK and M-QAM Signals*, Defense Research Establishment, Ottawa, 13 p.
4. Mikhailov, G.A. (1999), *Parametric estimates by the Monte Carlo method*, VSP, Netherlands, 376 p.
5. USA department of defense (2000), *MIL-STD-188-110B Interoperability and performance standards for data modems*, 131 p.
6. Mitola, J. (2000), *Software radio architecture*, John Wiley & Sons, New York, 543 p.
7. Nezami, M. (2003), *RF architecture and digital signal processing aspects of digital wireless transceivers*, USA, 624 p.
8. Nagornjuk, A.A. and Pisarchuk, A.A. (2014), «Avtomatizirovannyj raschet parametrov radiosignalov s kvadraturnoj amplitudnoj manipulaciej v uslovijah apriornoj parametricheskoj neopredelennosti», *Vesnik Grodzenskaga dzjarzhajnaga yuniversiteta imja Janki Kupaly, Serija 2, Matjematyka. Fizika. Infarmatyka, vylichal'naja tjechnika i karavanne*, Vol. 3 (180), Grodno, pp. 118–125.
9. Nagornjuk, O.A. (2011), «Algoritm avtomatizovanogo viznachennja kratnosti manipuljacii fazomanipul'ovanih signaliv z nevidomimi parametrami», *Visnik Zhitomir'skogo derzhavnogo tehnologichnogo universitetu. Tehnichni nauki, zbirnyk naukovyh prac', ZhDTU, Zhitomir*, Vol. 2 (61), pp. 91–98.
10. Nagornjuk, O.A. and Pavljuk, V.V. (2015), «Metodyka synhronizacii' radiosygnaliv z linijnoju cyfrovoju moduljacijeju v umovah apriornoj nevyznachenosti», *Cyfrovi tehnologii'*, zbirnyk naukovyh prac', ONAZ, Odesa, Vol. 18, pp. 46–55.
11. Sergienko, A.B. (2012), *Cifrovaja svjaz'*, GJeTI «LETI», Sankt-Peterburg, 164 p.

НАГОРНЮК Олександр Анатолійович – кандидат технічних наук, провідний науковий співробітник науково-дослідної лабораторії науково-дослідного відділу наукового центру Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– розробка та удосконалення алгоритмів цифрової обробки та розпізнавання сигналів.

E-mail: Nahorniuk@i.ua.

Тел.: (067) 225–51–58.

Стаття надійшла до редакції 20.02.2017.