

**Р. В. Дзюбчук, О. А. Нагорнюк, В. В. Павлюк, М. С. Поляков**

## **АЛГОРИТМ ОЦІНЮВАННЯ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ТА ПАРАМЕТРІВ ІМПУЛЬСІВ ТАКТОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ**

*Проведено аналіз існуючих методів та алгоритмів визначення несучої частоти й параметрів імпульсів тактової синхронізації демодуляторів сигналів з фазовою маніпуляцією (ФМн). Розроблено алгоритм оцінювання несучої частоти та параметрів імпульсів тактової синхронізації демодуляторів ФМн сигналів, який, у порівнянні з відомими, забезпечує менший час оцінювання цих параметрів, розширює діапазон їх апріорної невизначеності при забезпеченні стійкої роботи демодулятора.*

**Постановка проблеми у загальному вигляді.** ФМн сигнали знаходять широке застосування у сучасних цифрових системах передачі інформації (СПІ). Демодуляція таких сигналів на фоні перешкод є одним із найбільш складних етапів їх обробки на приймальній стороні [1]. Передумовою стійкої роботи фазових демодуляторів є їх синхронізація із прийнятим сигналом (сигнальна) та синхронізація пристрою прийняття рішення щодо фази сигналу (тактова). Враховуючи це, параметрами, що повинні бути визначені до початку демодуляції, є несуча частота і початкова фаза прийнятого сигналу, а також частота та зсув тактових імпульсів синхронізації (ТІС) [1, 2]. Допустимі відносні похибки їх оцінювання залежать від класу систем та становлять  $10^{-3} \dots 10^{-5}$ .

Сучасні демодулятори цифрових СПІ, що реалізують переважно когерентні методи демодуляції, виготовляються у вигляді окремих інтегральних мікросхем [2, 4] або будуються на базі спеціалізованих цифрових сигнальних процесорів та програмованих логічних інтегральних схем [2, 5]. Використання таких демодуляторів спрощує побудову приймальних пристроїв СПІ, але має низку недоліків, основним із яких є їх робота лише з сигналами певного типу (кратності маніпуляції) при невеликих відхиленнях параметрів сигналу від їх апріорних значень та заданих умовах прийому (забезпечення достатньо високого відношення сигнал/шум (ВСШ)).

**Актуальність досліджень.** Демодулятори цифрових СПІ зазвичай працюють в умовах відомих значень частоти маніпуляції та початкової фази сигналу, а також при невеликих (близько 1%) значеннях апріорної невизначеності оцінки несучої частоти сигналу. Проте для деяких видів цифрових радіосистем, зокрема систем радіомоніторингу, необхідні більш універсальні демодулятори, спроможні виконувати завдання у значно ширшому діапазоні апріорної невизначеності усіх параметрів прийнятого сигналу. Рациональним шляхом розв'язання даного завдання є розробка алгоритму оцінювання несучої частоти та параметрів імпульсів тактової синхронізації демодуляторів сигналів з фазовою маніпуляцією, який дозволить знизити вимоги до апріорної інформації про прийнятий сигнал.

**Аналіз попередніх досліджень.** Існуючі алгоритми синхронізації демодуляторів ФМн сигналів можна розділити на чотири групи. До першої відносяться алгоритми, що ґрунтуються на методах спектрального аналізу та спектрального оцінювання, які дозволяють оцінити несучу та тактові частоти прийнятого сигналу в діапазоні шириною до 30% від їх орієнтовних центральних значень [2, 6]. Основним недоліком даних методів є недостатня точність оцінювання, особливо при низьких ВСШ. До другої групи відносяться алгоритми, які передбачають використання апріорно відомих послідовностей символів у сигналі [7 – 9]. Вони дозволяють визначити всі необхідні параметри, мають достатню точність оцінювання, але потребують наявності відомих сегментів даних у прийнятому сигналі. Алгоритми третьої групи ґрунтуються на аналізі взаємної кореляції відліків прийнятого сигналу. Вони є більш універсальними та не потребують наявності відомих послідовностей [10, 11]. Проте основним недоліком цих алгоритмів є значне зростання кількості обчислювальних операцій при роботі у великих діапазонах апріорної невизначеності параметрів сигналу. Це висуває високі вимоги до обчислювальних пристроїв, на яких реалізовані демодулятори, та не дозволяє проводити демодуляцію сигналів у реальному масштабі часу. До четвертої групи відносяться методи оцінювання параметрів сигналу, що базуються на принципах автоматичного підстроювання [12]. Основними їх недоліками є інерційність та складність застосування для короткочасних (до 100 символних періодів) ФМн сигналів. Таким чином, жоден із розглянутих алгоритмів не забезпечує одночасно необхідну точність та швидкодію оцінювання при апріорній невизначеності щодо всіх параметрів прийнятого сигналу.

**Метою** даної статі є розробка алгоритму оцінювання несучої частоти та параметрів імпульсів тактової синхронізації демодуляторів ФМн сигналів при апріорній невизначеності щодо несучої частоти і початкової фази прийнятого сигналу, а також частоти та зсуву ТПС.

**Постановка завдання досліджень.** Узагальнена структурна схема демодулятора сигналів з ФМн подана на рис. 1 [2].

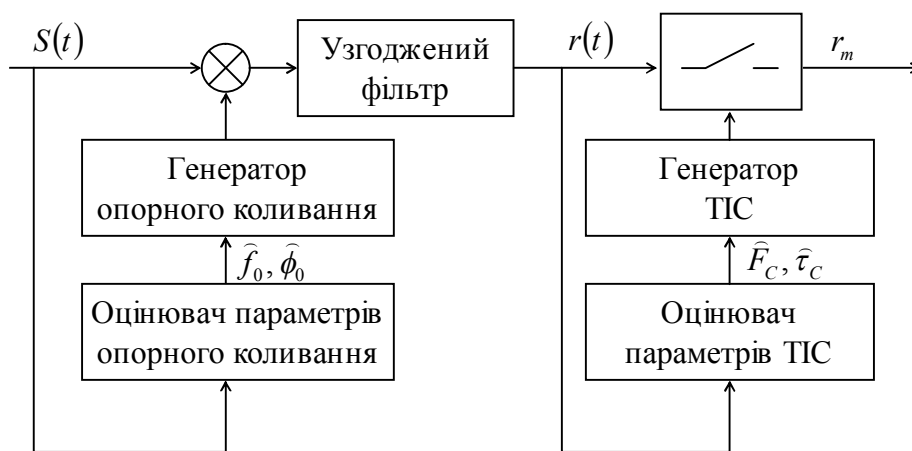


Рис. 1. Структурна схема цифрового демодулятора ФМн сигналів

Безпосередньо ФМн демодулятор складається з перемножувача вхідного сигналу й опорного коливання, узгодженого фільтра та пристрою прийняття рішення про фазу

сигналу (звичайний ключ). Сигнальна синхронізація демодулятора передбачає визначення параметрів опорного колювання (несучої частоти  $\hat{f}_0$  і початкової фази  $\hat{\phi}_0$ ) та його генерацію. Тактова синхронізація, у свою чергу, ґрунтується на визначенні параметрів ТПС, якими є оцінка частоти маніпуляції (символьної частоти)  $\hat{F}_C$  і початкової затримки  $\hat{\tau}_C$  (еквівалент початкової фази).

Модель сигналу на вході демодулятора визначається за таким виразом [1, 2, 5]:

$$S(t) = \sum_n I_n g(t - nT_C) e^{j2\pi f_0 t} e^{j\theta(t)} + n_w(t), \quad (1)$$

де  $I_n = e^{j\frac{2\pi}{M} S_n}$  – маніпулюючий символ ( $j$  – уявна одиниця,  $M$  – кратність маніпуляції,  $S_n$  – символи, що передаються);

$g(t - nT_C)$  – імпульсна характеристика формуючого фільтра ( $T_C = 1/F_C$  – період маніпуляції);

$f_0$  – несуча частота сигналу;

$\theta(t) = 2\pi f_c t + \phi_c$  – повна фаза, що вноситься каналом або приймачем через неточні дані про несучу частоту сигналу ( $f_c$  – зсув частоти,  $\phi_c$  – зсув фази опорного колювання);

$n_w(t)$  – білий гауссівський шум (БГШ), що вноситься каналом.

На виході узгодженого фільтра з імпульсною характеристикою  $h(t) = -g(t)$  сигнал приймає вигляд

$$r(t) = \sum_n I_n x(t - nT_C) e^{j\theta(t)} + n(t), \quad (2)$$

де  $x(t - nT_C)$  – добуток імпульсних характеристик формуючого та узгодженого фільтрів;

$n(t)$  – профільований БГШ.

Як формуючий та узгоджений фільтри в СПІ з використанням ФМн сигналів застосовуються такі, сумісна імпульсна характеристика яких відповідає фільтру типу „припіднятий косинус” [6]. Їх застосування дозволяє мінімізувати міжсимвольну інтерференцію в прийнятих даних та покращити ВСШ у демодуляторі сигналів.

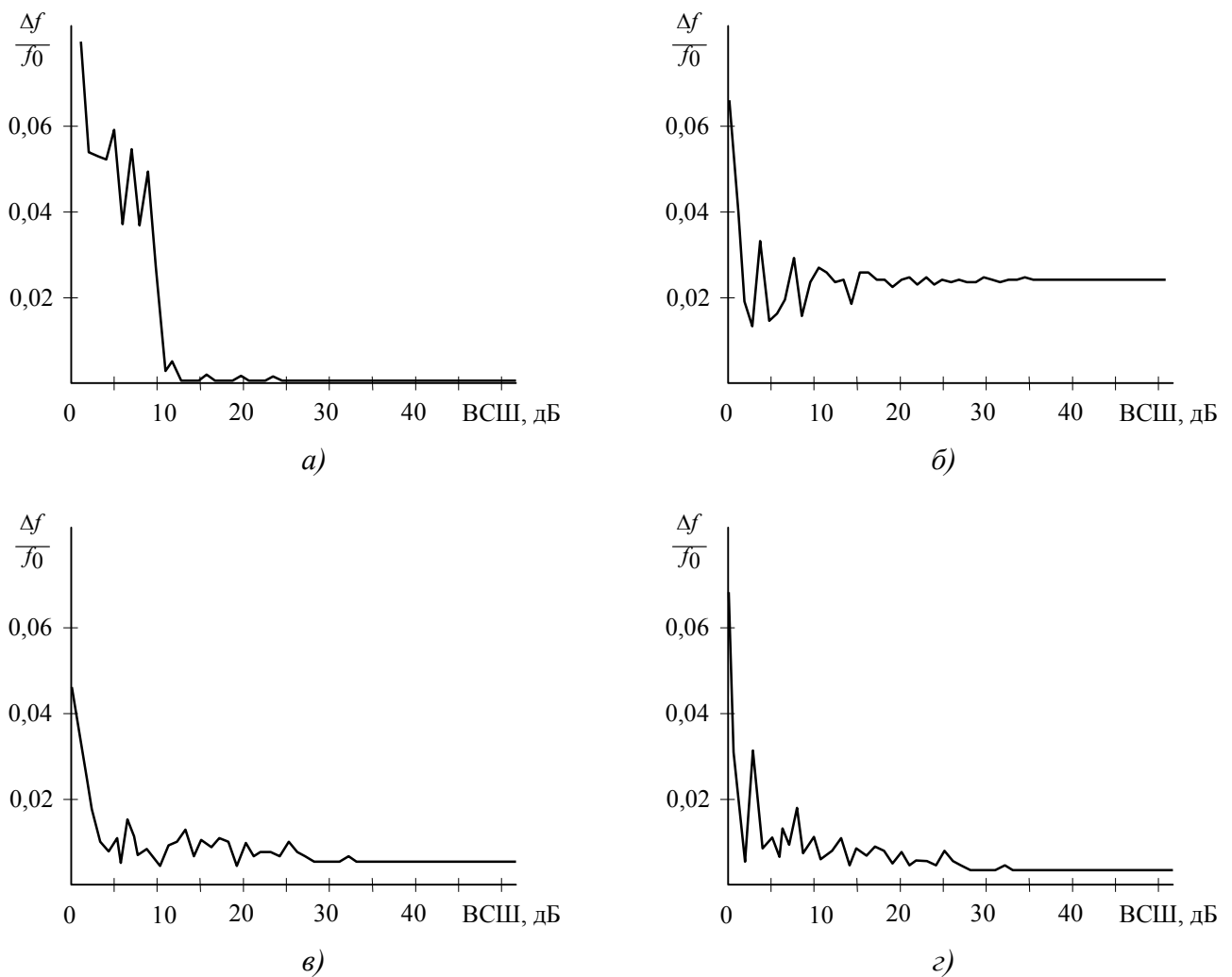
При розробці алгоритму використовуються такі припущення: кратність маніпуляції та номінальна символна частота сигналу відомі, при проходженні через канал зв'язку до сигналу додається БГШ, явища багатопроменевого розповсюдження відсутні, частота дискретизації сигналу кратна тактовій частоті маніпуляції, а початкова фаза сигналу відома або рівна нулю [6, 7].

Для забезпечення роботи фазового демодулятора алгоритм, який розробляється, повинен забезпечувати оцінювання несучої частоти прийнятого сигналу  $\hat{f}_0$ , періоду  $\hat{T}_C = 1/\hat{F}_C$  та початкової затримки  $\hat{\tau}_C$  ТПС, що мають відповідати максимумам сумісної імпульсної характеристики формуючого та узгодженого фільтрів.

**Розв'язання завдання.** Основним недоліком відомих алгоритмів є великий обсяг розрахунків при аналізі сигналів із значним зсувом несучої частоти  $\Delta f = f_0 - \hat{f}_0$ , причиною чого є необхідність розрахунку двомірної цільової функції для широкого

діапазону значень аргументів. Величина зсуву несучої частоти складається з неточності налаштування приймача на частоту переданого сигналу та величини, що залежить від швидкості переміщення передавача (приймача) сигналу та визначається ефектом Доплера. При цьому перша складова є значно більшою за величиною, але практично не змінюється з часом. Натомість друга на порядок менша за першу, але потребує більш частого уточнення. Враховуючи це, основною ідеєю алгоритму, що розробляється, є проведення попередньої оцінки значення зсуву частоти перед початком роботи демодулятора та через інтервали часу, які відповідають великій тривалості сеансу передачі даних, а також здійснення подальшого уточнення параметрів у більш вузьких межах і в коротших інтервалах часу (у межах тривалості декількох кодових посилок).

Попереднє оцінювання несучої частоти доцільно здійснити за допомогою методів спектрального аналізу сигналів [2, 6]. Для вибору більш ефективного методу проведено комп'ютерне моделювання, у процесі якого оцінювалась точність визначення несучої частоти ФМн сигналу при різних значеннях ВСШ. Результати моделювання для методів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), Берга, модифікованої коваріації та Юла-Уолкера наведено на рис. 2.



*Рис. 2. Похибки оцінки несучої частоти: а) ШПФ; б) метод Берга; в) метод модифікованої коваріації; з) метод Юла-Уолкера*

Аналіз результатів моделювання показує, що розглянуті методи забезпечують відносну похибку визначення несучої частоти в 0,01...0,02, чого достатньо для етапу попереднього оцінювання. Самостійному ж застосуванню спектральних методів перешкоджає необхідне досить високе ВСШ > 40 дБ для забезпечення відносної похибки не більше  $10^{-3} \dots 10^{-5}$ . Метод ШПФ має кращу серед проаналізованих точність при ВСШ більше 8 – 10 дБ. Натомість авторегресійні методи дозволяють визначити несучу частоту сигналу при ВСШ < 10 дБ, але така оцінка є зміщеною. Основною особливістю спектральних методів оцінювання є практична слабка залежність обчислювальної складності від діапазону частот.

Для подальшого уточнення несучої частоти та параметрів ТІС доцільно використати алгоритм, що базується на аналізі взаємної кореляції між прийнятими символами ФМН сигналів [9, 10]. Основою обчислювального процесу цього алгоритму є мінімізація цільової функції  $c(Y(\tau, f_c))$ , яка залежить від зсувів несучої частоти та зсуву часу тактової синхронізації. Дана функція визначається виразом [9, 10]

$$c(Y(\tau, f_c)) = \sum_{m=1, k \neq m}^M \min \{ |y_{k,I}(\tau, f_c) - y_{m,I}(\tau, f_c)| + |y_{k,Q}(\tau, f_c) - y_{m,Q}(\tau, f_c)| \} \quad (3)$$

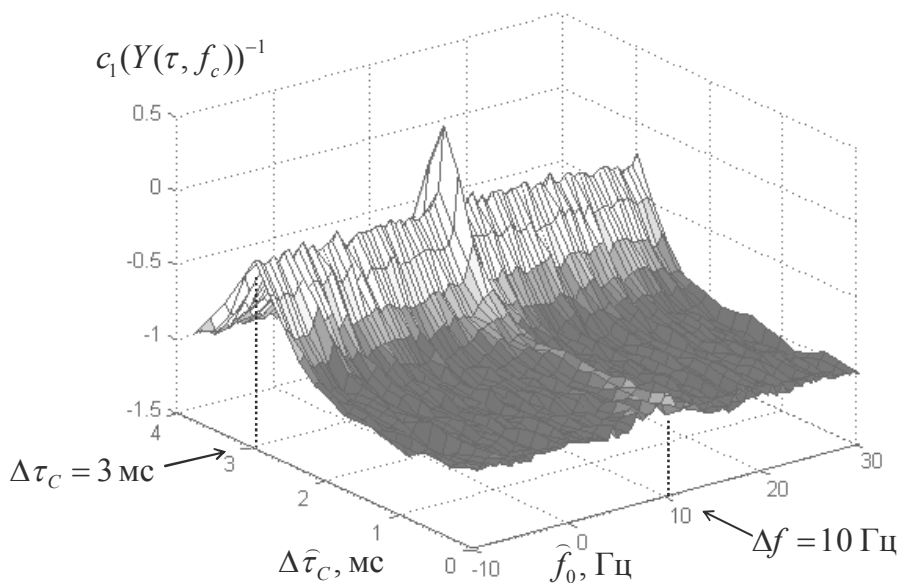
при  $k=1, 2, \dots, N$ ,

де  $y_{k,Q}(\tau, f_c)$ ,  $y_{k,I}(\tau, f_c)$  – дійсна та уявна частини відліку сигналу  $y_k(\tau, f_c)$ ;

$N$  – кількість відліків, що використовується при розрахунках;

$\tau$  – зсув тактових імпульсів у періодах дискретизації сигналу.

На рис. 3 наведена залежність функції  $c(Y(\tau, f_c))^{-1}$  від зсуву несучої частоти  $\Delta f_0 = f_0 - \hat{f}_0$  та зсуву ТІС  $\Delta \tau_c = \tau_c - \hat{\tau}_c$ , розрахована для ФМН сигналу з  $M = 8$ , при значеннях  $\Delta f_0 = 10$  Гц та  $\Delta \tau_c = 3$  мс.



*Рис. 3. Залежність оберненої цільової функції  $c(Y(\tau, f_c))^{-1}$  від параметрів оцінювання*

Як показують результати розрахунків (рис. 3), для цільової функції  $c(Y(\tau, f_c))^{-1}$  існує глобальний максимум, тому задача оцінювання полягає у пошуку відповідної йому пари значень  $\hat{f}_c, \hat{\tau}_c$ . Зазвичай це здійснюється шляхом повного перебору двомірного масиву даних аргументів, що вимагає значних затрат обчислювальних ресурсів. Проте пошук максимуму можна значно прискорити, уникнувши повного перебору значень аргументів, завдяки такій особливості. Так, на осі частот на величині  $\Delta\hat{\tau} = \Delta\tau$  існує гребінь, що дозволяє розділити двомірний пошук глобального максимуму на два одномірні. Спочатку слід здійснити пошук зсуву ТІС при  $\hat{f}_c$ , отриманому на етапі попередньої оцінки, а після того визначити частотний зсув, використовуючи знайдений раніше  $\hat{\tau}_c$ .

Алгоритм уточнення несучої частоти та зсуву ТІС такий [9, 10]. Отримуються  $L$  відліків сигналу на виході узгодженого фільтра  $r(t)$  для  $n$ -го символного інтервалу:

$$\{r_{Ln+1}, r_{Ln+2}, \dots, r_{Ln+L}\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4)$$

Визначаються  $N$  поліномів  $p_n(\tau)$  порядку  $L-1$  за виразом

$$p_n(\tau) = a_{n1}\tau^{L-1} + a_{n2}\tau^{L-2} + \dots + a_{nL}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5)$$

Поліном  $p_n(\tau)$ , що розраховується в точках  $\tau = 0, 1, \dots, L-1$ , дорівнює  $L$  відлікам  $\{r_{Ln+1}, r_{Ln+2}, \dots, r_{Ln+L}\}$  у  $n$ -му інтервалі. Таким чином, коефіцієнти  $a_{ni}$  можуть бути отримані з рівняння

$$\begin{pmatrix} a_{n1} \\ a_{n2} \\ \vdots \\ a_{nL} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 2^{L-1} & 2^{L-2} & \dots & 2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ (L-1)^{L-1} & (L-1)^{L-2} & \dots & (L-1) & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} r_{Ln+1} \\ r_{Ln+2} \\ \vdots \\ r_{Ln+L} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Із рівняння (6) видно, що обернену матрицю потрібно розраховувати лише один раз. Для часових зсувів  $k\Delta\tau$  ( $k = 1, 2, \dots, L/\Delta\tau - 1$ ) нові значення для  $y_n$  та  $Y$  розраховуються за формулами:

$$y_n(k\Delta\tau) = p_n(k\Delta\tau), \quad (7)$$

$$Y(k\Delta\tau) = \{y_1(k\Delta\tau), y_2(k\Delta\tau), \dots, y_M(k\Delta\tau)\}. \quad (8)$$

Цільова функція  $c(Y(\tau, f_c))$  розраховується за виразом (3). Коли  $L/\Delta\tau$  значень функції  $c(Y(\tau, f_c))$  будуть отримані, одномірний оптимізаційний пошук для оцінки оптимального значення  $\hat{\tau}$  визначатиметься так:

$$\hat{\tau} = \arg \min \{c_i(Y(k\Delta\tau))\}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, L/\Delta\tau - 1. \quad (9)$$

Після розрахунку оптимального значення  $\hat{\tau}$  новий блок даних  $Y'(\hat{\tau}, f)$  для заданих частотних зсувів визначається таким виразом:

$$Y'(\hat{\tau}, f) = \left\{ y_1(\hat{\tau})e^{-j\frac{2\pi\delta f}{f_s}}, y_2(\hat{\tau})e^{-j\frac{2\pi k\delta f \cdot 2}{f_s}}, \dots, y_M(\hat{\tau})e^{-j\frac{2\pi k\delta f N}{f_s}} \right\} \quad (10)$$

при  $\frac{f_{min}}{\delta f} \leq k \leq \frac{f_{max}}{\delta f}$ , де  $\delta f$  – величина кроку за частотою,  $f_{min}, f_{max}$  – межі пошуку.

Цільова функція розраховується для всіх значень  $k$ . Другий одномірний пошук проводиться для оцінювання несучої частоти за виразом

$$\hat{f}_0 = \arg \min \{c_j(Y'(\hat{\tau}, k\Delta f))\}, \quad k = \frac{f_{min}}{\Delta f}, \dots, 0, 1, \dots, \frac{f_{max}}{\Delta f}. \quad (11)$$

Таким чином, алгоритм дозволяє оцінити значення несучої частоти  $\hat{f}_0$  та часу затримки ТІС  $\hat{\tau}_c$ , що використовуються демодулятором при демодуляції ФМн сигналів.

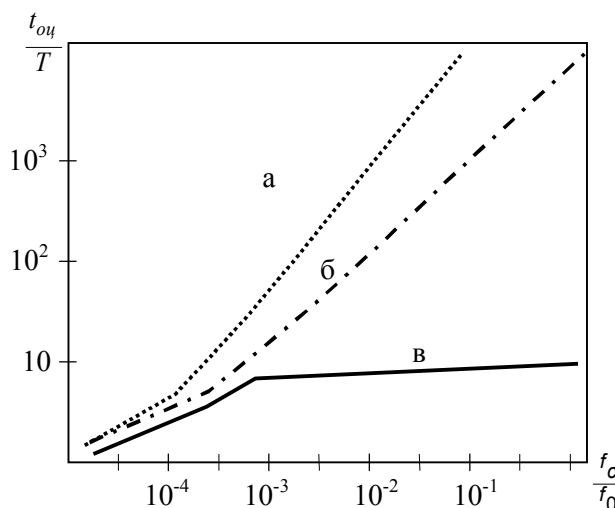
Загальний алгоритм оцінювання несучої частоти та параметрів ТІС складається з таких етапів:

1. Попереднє оцінювання несучої частоти за допомогою методів спектрального аналізу.
2. Розрахунок цільової функції та пошук її мінімуму для різних значень зсувів ТІС при значенні частотного зсуву, отриманого на етапі попередньої оцінки несучої частоти за виразом (9).

3. Розрахунок цільової функції та пошук її мінімуму за виразом (11) для різних значень частотних зсувів при значенні зсуву ТІС, отриманому в другій частині алгоритму.

Проведені моделювання алгоритму за допомогою середовища MatLab показують, що точність оцінки несучої частоти та часової затримки імпульсів тактової синхронізації становить  $10^{-4} \dots 10^{-5}$ , що достатньо для забезпечення стійкого функціонування демодулятора ФМн сигналів. При цьому суттєво скорочується тривалість оцінювання параметрів. На рис. 4 наведено графіки залежності відносної тривалості оцінювання параметрів сигналу від відносного зсуву несучої частоти.

Аналіз результатів моделювання показує, що застосування запропонованого в даній роботі послідовного пошуку екстремуму цільової функції забезпечує зменшення часу пошуку в 2...4 рази, проте для значень відносного апріорного зсуву несучої частоти, більших за  $10^{-3}$ , застосування даного алгоритму також ускладнене.



*Рис. 4. Залежність відносної тривалості оцінювання параметрів сигналу від відносного зсуву несучої частоти: а) повний перебір без попереднього оцінювання; б) послідовний перебір без попереднього оцінювання; в) послідовний перебір з попереднім оцінюванням методом ШПФ*

Додаткове зменшення часу оцінювання при значеннях зсуву несучої частоти, більших за  $10^{-3}$ , досягається за рахунок запропонованого в даній роботі попереднього оцінювання з використанням методів спектрального аналізу. При цьому використовується описана властивість спектральних методів оцінювання, яка полягає у слабкій залежності часу оцінювання від діапазону зсуву несучої частоти. Як показали результати моделювання, тривалість оцінювання параметрів сигналу не перевищує десяти періодів для відносного зсуву несучої частоти до 0,1...0,3.

**Висновки.** Розроблено алгоритм оцінювання несучої частоти та параметрів імпульсів тактової синхронізації демодуляторів фазоманіпульованих сигналів, який базується на аналізі ступеня взаємної кореляції відліків у прийнятому сигналі та послідовному пошуку екстремуму цільової функції з попереднім оцінюванням параметрів сигналу методами спектрального аналізу. У порівнянні з відомими розробленими алгоритмами має меншу тривалість оцінювання параметрів сигналу та більший діапазон апріорних невизначеностей вказаних величин при забезпеченні точності, достатньої для стійкої роботи демодулятора.

#### **СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ**

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр [2-е изд.]. – М. : Вильямс. – 2003. – 1404 с.
2. Сиргиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сиргиенко. – СПб. : Питер. – 2002. – 608 с.
3. DA8260TW T Satellite Zero-IF QPSK/8PSK downconverter with PLL synthesizer Data sheet 2004 [Електронний ресурс]. – Режим доступу : <http://www.semiconductors.philips.com>.
4. TDA8043 Satellite Demodulator and Decoder (SDD) Data sheet 1998 [Електронний ресурс]. – Режим доступу : <http://www.semiconductors.philips.com>.
5. Парфенюк В. Г. Основи побудови систем управління космічними апаратами / В. Г. Парфенюк, П. П. Топольницький. – Житомир: ЖВІРЕ. – 2003. – 144 с.
6. Айфичер Э. С. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. С. Айфичер, Б. У. Девис. – М. : Вильямс. – 2004. – 534 с.
7. Proakis J. Digital Communications / J. Proakis [3rd ed.]. – McGraw-Hill Inc. – 1995. – 729 p.
8. Tech-notes – PSK Demodulation. – Watkins-Johnson Company. – Vol. 11. – No. 2. – 1983. – 12 p.
9. Kozminchuk B. W. Joint Blind Synchronization of M-PSK and M-QAM Signals / B. W. Kozminchuk, X. Huang. – Defence Research Establishment. – Ottawa, Canada. – 1996. – 13 p.
10. Kozminchuk B. W. Joint Maximum Likelihood Synchronization and Demodulation Algorithm for the Stanag 4285 Modem / B. W. Kozminchuk, X. Huang. – Defence Research Establishment. – Ottawa, Canada. – 1996. – 18 p.
11. Wax M. Detection of signals by information theoretic criteria / M. Wax and T. Kailath. – IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing. – Vol. ASSP-33. – 1985. – P. 387-392.
12. П'яковський Д. В. Методика синтезу цифрових еквівалентних комбінованих систем фазового автопідстроювання частоти для роботи в умовах низького відношення сигнал/шум / Д. В. П'яковський, С. В. Водоп'ян, О. М. Романов // Тези доповідей міжвуз.

наук.-практ. конф. „Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення”, 9 квіт. 2009 р. – Ч.1. – Житомир : ЖВІ НАУ. – 2009. – С. 64.

Подано 09.11.09

**Г. В. Дзюбчук, А. А. Нагорнюк, В. В. Павлюк, Н. С. Поляков**

**АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ И ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСОВ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**

*Проведен анализ существующих методов и алгоритмов определения несущей частоты и параметров импульсов тактовой синхронизации демодуляторов сигналов с фазовой манипуляцией (ФМн). Разработан алгоритм оценивания несущей частоты и параметров импульсов тактовой синхронизации демодуляторов ФМн сигналов, который обеспечивает меньшее, в сравнении с известными, время оценивания указанных параметров, расширяет диапазон их априорной неопределенности при обеспечении стойкой работы демодулятора.*

**R. V. Dzyubchuk, O. A. Nagornyuk, V. V. Pavluk, M. S. Polyakov**

**ALGORITHM OF CARRIER FREQUENCY AND SYNCHRONIZATION IMPULSES PARAMETERS DEFINITION FOR PHASE SHIFT KEYING DEMODULATORS**

*The analysis of well-known methods and algorithms of carrier frequency and synchronization impulses parameters definition for phase shift keying (PSK) demodulators is represented. The algorithm of carrier frequency and synchronization impulses parameters definition for PSK demodulators is developed. The algorithm provides less parameters evaluation time, and extends a range them a priori vagueness in comparing to known and provides the stabile functioning of PSK demodulator.*