

М. В. Бугайов, Б. В. Молодецький, І. О. Михайлюк, В. В. Гордійчук

МЕТОД ОЦІНЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ РАДІОСТАНЦІЙ ЗІ ШВИДКОЮ ПСЕВДОВИПАДКОВОЮ ПЕРЕБУДОВОЮ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ

Сучасні засоби радіозв'язку спеціального призначення використовують режим надкороткої пакетної передачі зі швидкою псевдовипадковою перебудовою робочої частоти та некогерентною частотною маніпуляцією. Ідентифікацію таких радіостанцій запропоновано здійснювати шляхом оцінювання швидкостей перебудови частоти та передавання інформації, кількості частотних каналів і кроку сітки частот прийнятих радіосигналів, а також порівняння отриманих значень із відповідними характеристиками відомих радіостанцій зі швидкою псевдовипадковою перебудовою робочої частоти. Часові межі та тривалість частотних елементів розраховують за комплексною обвідною прийнятого сигналу. Для цього розроблено відповідний метод, що полягає у фільтрації обвідної за допомогою вікна з ковзним середнім для подавлення шумової складової та порогового оброблення. Частоти частотних елементів визначають за незгладженими періодограмними оцінками, а для підвищення точності оцінювання частоти використовують експоненціальну екстраполяцію дискретного спектра потужності. Показано, що для однозначного визначення кроку сітки частот та рознесення частот частотної маніпуляції необхідно проаналізувати кількість частотних елементів, що не менше кількості частотних каналів. Шляхом аналізу гістограми різниць відсортованого за зростанням вектора частот частотних елементів визначають крок сітки частот, рознесення частот та кратність частотної маніпуляції. Наближену оцінку кількості частотних каналів обчислюють як відношення розмаху вектора частот частотних елементів до кроку його сітки. Швидкість передавання інформації можна встановити лише після демодуляції сигналу та аналізу бітових потоків, у результаті якого можна визначити структуру кадрів і кількість службових та інформаційних бітів. Запропонований метод забезпечує оцінювання значень параметрів сигналів із відносною помилкою, що не перевищує 0,3%, у разі відношення сигнал-шум вище 5 дБ.

Ключові слова: псевдовипадкова перебудова робочої частоти; ідентифікація; частотний канал; частотний елемент; інформаційний символ; частотна маніпуляція.

Постановка проблеми у загальному вигляді. Для забезпечення завадозахищеності та прихованості сучасних засобів радіозв'язку спеціального призначення використовують режим надкороткої пакетної передачі з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти (ППРЧ), що використовує короткочасну передачу інформації в ефір на різних частотах [1–2]. Такі цифрові радіостанції іноді працюють у режимі швидкої ППРЧ (швидкість перебудови робочої частоти більша за символну швидкість та перевищує 1000 змін за секунду) і використовують значну кількість частотних каналів (кілька тисяч) із частотним рознесенням між сусідніми каналами, що значно менше ширини спектра частотного елемента. Основним видом модуляції в таких радіостанціях є некогерентна частотна маніпуляція (ЧМн). Крім того, у переважній більшості практично важливих випадків

© М. В. Бугайов, Б. В. Молодецький, І. О. Михайлюк, В. В. Гордійчук, 2019

прийом радіосигналів проводиться на фоні шумів, а самі сигнали поширюються через канал із завмираннями. Вказані особливості прийнятих сигналів даних радіостанцій призводять до складнощів їх ідентифікації, що зумовлює необхідність розроблення відповідних методів оцінювання параметрів сигналів зі швидкою ППРЧ.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Питання виявлення та оцінювання параметрів сигналів із ППРЧ розглядалися в численних вітчизняних та зарубіжних публікаціях. Зокрема, у [3] запропоновано алгоритм виявлення радіосигналів із ППРЧ на основі аналізу значень асиметрії та ексцесу спектральних оцінок. Проте даний алгоритм не забезпечує отримання оцінок параметрів сигналу. У [4] для виявлення та оцінювання частоти сигналів із ППРЧ запропоновано використовувати багатоканальний приймач на основі широкосмугового модуляційного конвертора, а в [5] наведено частотно-часовий алгоритм оцінювання параметрів ППРЧ. Точність оцінювання частотно-часових параметрів для запропонованих методів є недостатньою для ідентифікації радіостанцій, що є досить важливим для систем радіомоніторингу. У [6] розглянуто алгоритм для розпізнавання факту наявності в смузі частот аналізу сигналів із ППРЧ, що вимагає незначних обчислювальних затрат. Проте він не може бути застосований для систем зі швидкою ППРЧ. Запропонований у [7] підхід також не забезпечує необхідної точності визначення частотних параметрів сигналу з ППРЧ.

Особливості розглянутих методів та алгоритмів не дозволяють їх використовувати для ідентифікації радіостанцій, які працюють у режимі надкороткої пакетної передачі зі швидкою ППРЧ.

Формулювання завдання дослідження. Завданням дослідження є розроблення методу оцінювання параметрів сигналів радіостанцій зі швидкою ППРЧ та некогерентною частотною маніпуляцією в умовах їх прийому на фоні шумів та в каналі із завмираннями.

Виклад основного матеріалу

1. Модель прийнятого радіосигналу

Для швидкої ППРЧ розширення спектра досягається за рахунок рознесення символів тривалістю T_s на незалежні частотні елементи (субсимволи), кожен з яких передається почергово на своїй частоті. Часовий інтервал між переключеннями частот (тривалість частотного елементу T_h) характеризує час роботи на одній частоті [1]. При цьому $T_h = T_s/L$, де L – кількість частотних елементів, на які розбивається інформаційний символ. Основним видом інформаційної модуляції при передачі даних у системах зі швидкою ППРЧ є M -на некогерентна ЧМн, $M = 2^l$.

На рис. 1 наведено фрагмент частотно-часової матриці сигналу зі швидкою ППРЧ та двійковою ЧМн. Один інформаційний символ передається протягом двох частотних елементів. У межах тривалості частотного елемента T_h сигнал передається на частоті f_{ri} . Крок сітки частот незмінний і становить Δf , а рознесення частот ЧМн – ΔF .

Через особливості передавача радіостанцій значення амплітуд частотних елементів, які передаються на різних робочих частотах, є різними, а обвідна частотного елемента через специфіку його формування є не постійною, а складається з ділянки переходу між сусідніми субсимволами тривалістю T_{tr} та ділянки тривалістю T_{act} , на якій частотний елемент має прямокутну обвідну [1].

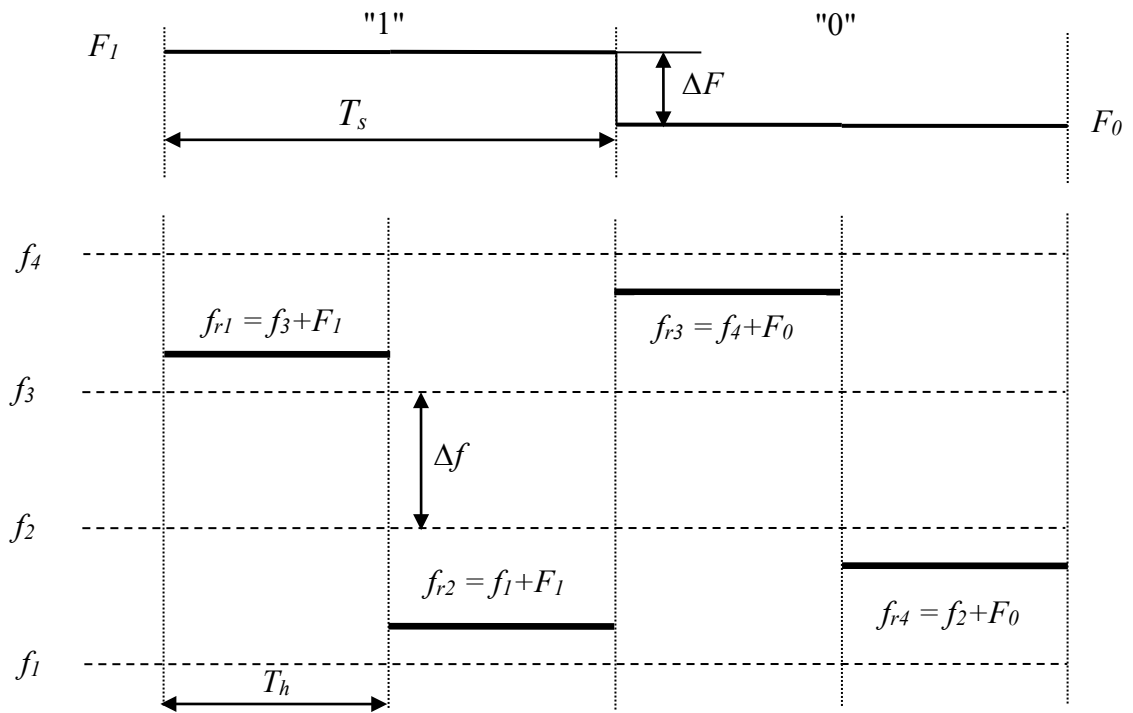


Рис. 1. Фрагмент частотно-часової матриці сигналу зі швидкою ППРЧ

На рис. 2 наведено 12 частотних елементів у часовій області, а в його правому верхньому кутку у збільшеному вигляді показано частотний елемент та його складові. Тривалість частотного елемента становить $T_h = T_{act} + T_{tr}$. Тривалість перехідної ділянки – $T_{tr} = \delta T_h$, де $\delta \approx 0,1 \dots 0,2$.

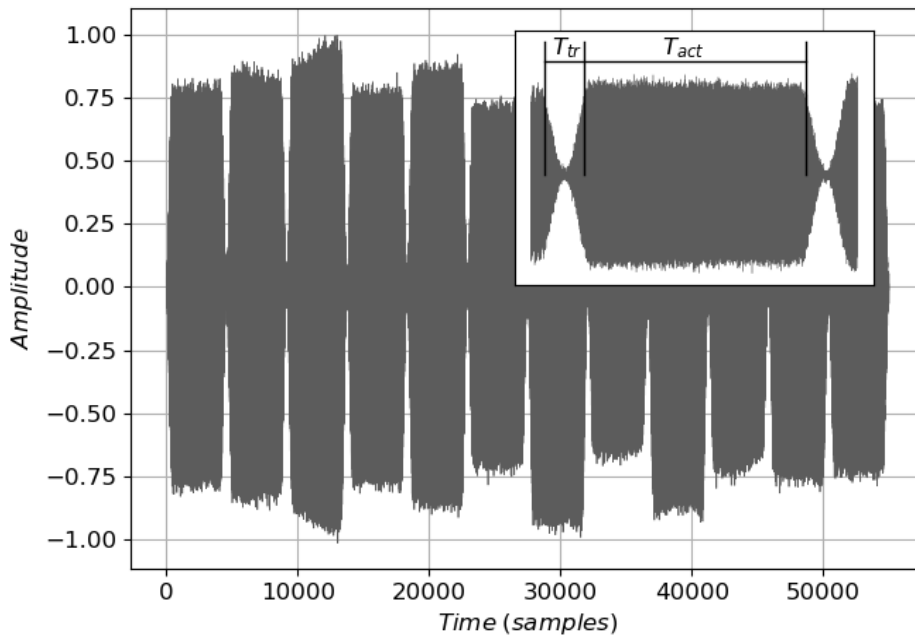


Рис. 2. Обвідна та часові інтервали складових частотного елемента

У припущенні, що в прийнятій реалізації сигналу міститься лише один сигнал зі швидкою ППРЧ та ЧМн, узагальнену модель прийнятого радіосигналу на фоні білого гаусівського шуму з нульовим середнім $\xi(t)$ можна записати у такому вигляді:

$$x(t) = \begin{cases} U(t) \sin^2\left(\frac{\delta t}{2T_h}\right) + \xi(t), & iT_h \leq t \leq (i+1)\frac{\delta}{2}T_h; \\ U(t) + \xi(t), & (i+1)\frac{\delta}{2}T_h < t < (i+1)\left(1 - \frac{\delta}{2}\right)T_h; \\ U(t) \cos^2\left(\left(1 - \frac{\delta}{2}\right)\frac{t}{T_h}\right) + \xi(t), & (i+1)\left(1 - \frac{\delta}{2}\right)T_h \leq t \leq (i+1)T_h; \end{cases} \quad (1)$$

$$U(t) = A_i \rho(t) \cos\{2\pi(f_0 + f_i + F_j)t\}, \quad i \in \mathbb{Z}^{\geq}, \quad j = \lfloor i/L \rfloor,$$

де A_i – значення амплітуди i -го частотного елемента, В;

$\rho(t)$ – множник, що враховує завмирання сигналу в каналі поширення;

f_0 – зміщення частоти від початку смуги аналізу до першого частотного елемента, Гц;

$f_i = n_h \Delta f$ – частота i -го частотного елемента в Гц, де $n_h = 1..N_h$ – номер частотного каналу, N_h – кількість частотних каналів;

$F_j = m \Delta F$ – надбавка частоти за рахунок маніпуляції в Гц, де $m = 1..M$ – значення інформаційного символу;

$\lfloor \cdot \rfloor$ – операція округлення до цілого в меншу сторону.

Якщо розподіл значень робочих частот ППРЧ f_i є рівномірним, то можна припустити, що значення амплітуд частотних елементів A_i також розподілені рівномірно в деякому діапазоні $[A_{\min}, A_{\max}]$.

У системах зі швидкою ППРЧ, як правило, не проявляються частотно-селективні завмирання, тому що швидкість зміни робочої частоти перевищує швидкість передачі інформаційних символів. Тому такий канал радіозв'язку можна охарактеризувати як канал з повільними завмираннями (дрібномасштабне завмирання Релея), що проявляється в зменшенні значення відношення сигнал-шум (ВСШ) [8]. У виразі (1) множник $\rho(t)$ описує випадкову величину, розподілену за законом Релея. Із загасанням Релея пов'язані найбільші завмирання, що припадають на середню потужність прийнятого сигналу.

2. Опис методу оцінювання параметрів сигналу

Під час оброблення сигналів зі швидкою ППРЧ і ЧМн оцінюванню підлягають такі параметри: швидкість перебудови частоти, символна швидкість, швидкість передавання даних, кількість частотних каналів N_h і крок сітки частот Δf .

Оскільки для радіостанцій зі швидкою ППРЧ крок сітки частот Δf менший ширини спектра частотного елемента $1/T_h$, то використання непараметричних методів спектрального аналізу на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) не забезпечить розділення сусідніх частотних каналів. Застосування параметричних методів спектрального оцінювання з високою роздільною здатністю за частотою (MUSIC) пов'язане з необхідністю попереднього оброблення прийнятої реалізації для визначення кількості вузькосмугових складових. Крім того, обчислювальна складність таких методів пропорційна третьому степеню довжини вікна. Проте, якщо відомо, що в заданих частотно-часових межах міститься лише одна вузькосмугова складова, то застосування

параметричних методів є недоцільним, оскільки система радіомоніторингу повинна працювати в реальному масштабі часу. Тому оцінимо часові межі кожного частотного елемента, у яких будемо визначати його частоту.

Для обчислення часових меж частотних елементів розрахуємо обвідну дискретизованої з частотою F_s , прийнятої реалізації процесу $x[n]$ відповідно до такого виразу:

$$E[n] = \sqrt{x^2[n] + x_Q^2[n]}, \quad (2)$$

де $x_Q[n]$ – квадратурна складова, отримана в результаті перетворення Гільберта.

Відповідно до рис. 2 необхідно встановити деякий пороговий рівень і точки його перетину з обвідною сигналу, що визначатимуть межі частотних елементів. Через вплив завмирань та адитивного шуму обвідна сигналу буде сильно порізаною, тому для її згладжування використаємо вікно ковзного середнього, довжиною P . Перед цим обвідну сигналу нормуємо до її максимального значення на інтервалі аналізу. Значення порога γ визначимо для випадку, коли в прийнятій реалізації міститься лише шум. У такому разі значення відліків обвідної $E[n]$ підпорядковані розподілу Релея, а значення згладженої вікном ковзного середнього, довжиною P , обвідної $E[n]$ для $P \geq 30$ відповідно до центральної граничної теореми будуть розподілені нормально [9]. У ході експериментальних досліджень було встановлено, що вибіркоче середнє для $E_p[n]$ незалежно від значення P становить близько 0,216. Вибіркоче середньоквадратичне відхилення (СКВ) у разі збільшення P удвічі зменшується в середньому у $\sqrt{2}$ разів. Тоді значення порога можна записати в такому вигляді:

$$\gamma \approx 0,216 - 0,0245\beta \sqrt{\frac{40}{P}}, \quad (3)$$

де β – значення квантиля стандартного нормального розподілу. За $\beta = 3$ ймовірність того, що значення шумового відліку буде нижче значення порога, становитиме 0,00135, а за $\beta = 4$ – лише 0,00003. Коефіцієнт перед β (0,0245) відповідає значенню СКВ для $P = 40$.

У разі $P < 30$ розраховане за виразом (3) значення порога буде дещо заниженим через відхилення розподілу значень $E_p[n]$ від нормального в бік розподілу χ^2 , у якого правий хвіст є більш тяжким.

На рис. 3 наведено етапи порогового оброблення прийнятої реалізації для таких значень деяких параметрів моделі (1): тривалість частотного елемента $T_h = 40$ мкс, тривалість перехідної ділянки $T_r = 0,2T_h = 8$ мкс, $A_{\min}/A_{\max} = 0,7$. Частота дискретизації в цьому разі становила $F_s = 80$ МГц. Значення порога було розраховано за виразом (3) для $\beta = 4$ і $P = 200$. На рис. 3а показано обвідну (Envelope), обвідну після фільтра ковзного середнього (Filtered Envelope) та поріг (Threshold) для випадку, коли в прийнятій реалізації міститься один шум. На рис. 3б відображено випадок порогового оброблення, коли в прийнятій реалізації міститься лише сигнал, а на рис. 3в, 3г – сигнал із

завмиранням Релея у разі ВСШ 80 дБ і 0 дБ відповідно. У правому верхньому куті рис. 3 б, 3 в наведено у збільшеному вигляді ділянку переходу між першим та другим частотними елементами. Межі частотних елементів визначають як точки перетину ділянки наростання згладженої обвідної з порогом.

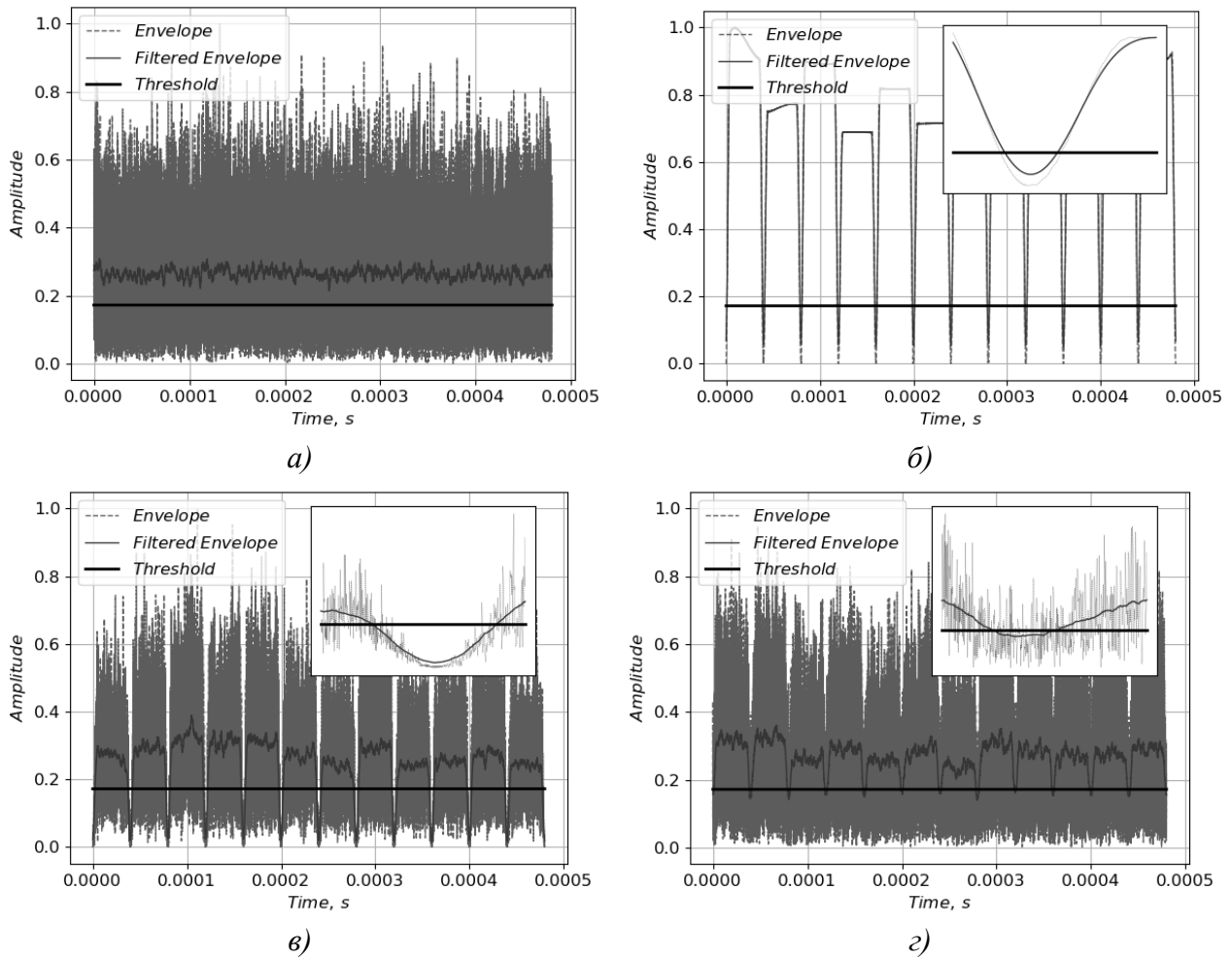


Рис. 3. Порогове оброблення комплексної обвідної для визначення часових меж частотних елементів

Якщо відомо, що ВСШ є високим, то значення довжини вікна згладжування P можна обирати в межах 20–40. Здатність запропонованого підходу до визначення часових меж частотних елементів залежить від кількості відліків прийнятої реалізації $x[n]$, які містяться в одному частотному елементі: у разі збільшення частоти дискретизації для розрізнення окремих частотних елементів необхідне менше значення ВСШ. Запропонований підхід до встановлення часових меж частотних елементів не потребує жодної апріорної інформації про сигнал.

Для визначення частот частотних елементів f_{ri} будемо використовувати незгладжені періодограмні оцінки. Значення відліків спектральної щільності потужності (СЦП) розрахуємо відповідно до такого виразу:

$$X_w[k] = \left| \sum_{n=1}^N x[n] w[n] \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N}\right) \right|^2, \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad (4)$$

де $w[n]$ – відліки віконної функції довжиною N .

Дискретний спектр (4) розраховуємо для частот kF_s/N . Тоді максимальна помилка оцінювання частоти буде для випадку розташування частоти гармонічного сигналу посередині між двома дискретними частотами і становитиме $kF_s/(2N)$.

Для підвищення точності визначення частоти за фіксованої довжини вікна аналізу ШПФ будемо використовувати експоненціальну екстраполяцію дискретного спектра потужності. Тоді значення частоти сигналу може бути обчислене за таким виразом [10]:

$$f_m = \frac{F_s}{N} \left(k_m + \frac{\ln \left(\frac{X_w[k_m+1]}{X_w[k_m-1]} \right)}{2 \ln \left(\frac{X_w[k_m]^2}{X_w[k_m+1] X_w[k_m-1]} \right)} \right), \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad (5)$$

де k_m – номер максимального відліку СЦП;

$X_w[k_m]$, $X_w[k_m-1]$, $X_w[k_m+1]$ – значення максимального та двох сусідніх відліків СЦП.

Необхідною умовою застосування даного підходу є те, що мінімальна ширина піка спектра гармонічного сигналу повинна становити 3 частотні відліки. Для цього застосовують попереднє оброблення сигналу експоненціальним вікном:

$$w[n] = \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\alpha \frac{n-0,5N}{N-1} \right)^2 \right), \quad n \in [0, N-1], \quad (6)$$

де $\alpha = 3..8$ – параметр вікна, у разі збільшення значення якого помилка оцінювання частоти зменшується.

Для визначення кроку сітки частот Δf та рознесення частот ЧМН ΔF необхідно проаналізувати не менше ніж N_h частотних елементів. Якщо ж кількість прийнятих частотних елементів становить $N_r < N_h$, то однозначно встановити значення Δf і ΔF досить складно.

Розглянемо випадок ЧМН-2. Якщо в прийнятій реалізації міститься $N_r = N_h$ унікальних частотних елементів, які утворюють масив $\mathbf{f}_r = (f_{r1}, f_{r2}, f_{r3}, \dots, f_{rN_h})$, то для визначення параметрів Δf і ΔF відсортуємо \mathbf{f}_r за зростанням і розрахуємо значення різниць $diff(f_{ri})$ між кожним наступним і попереднім елементом даного масиву. У результаті виконання вказаних операцій отримаємо три набори чисел: $\Delta f - \Delta F$, Δf і $\Delta f + \Delta F$.

На рис. 4 наведено гістограму значень $diff(f_{ri})$ для $N_r = N_h = 3120$, $\Delta f = 12,5$ кГц, $\Delta F = 8,33$ кГц, кожен інформаційний символ розбивається на $L = 3$ частотні елементи. Через те, що сигнал приймається на фоні адитивного шуму і завмирань Релея, оцінки значень $diff(f_{ri})$ будуть отримані з похибками і кожне значення зосереджуватиметься в деякій області (рис. 4). Тому для отримання оцінок Δf і ΔF на гістограмі визначено поріг (3...5). У межах значень, що перевищують даний поріг, розраховують середні значення для $diff(f_{ri})$, які і приймаються за значення шуканих частот. У загальному випадку кількість мод у гістограмі становить $2M - 1$, а їх очікувані значення – $\Delta f \pm m\Delta F$, $m=0..M-1$. Отже, за формою гістограми можна оцінити кратність ЧМН.

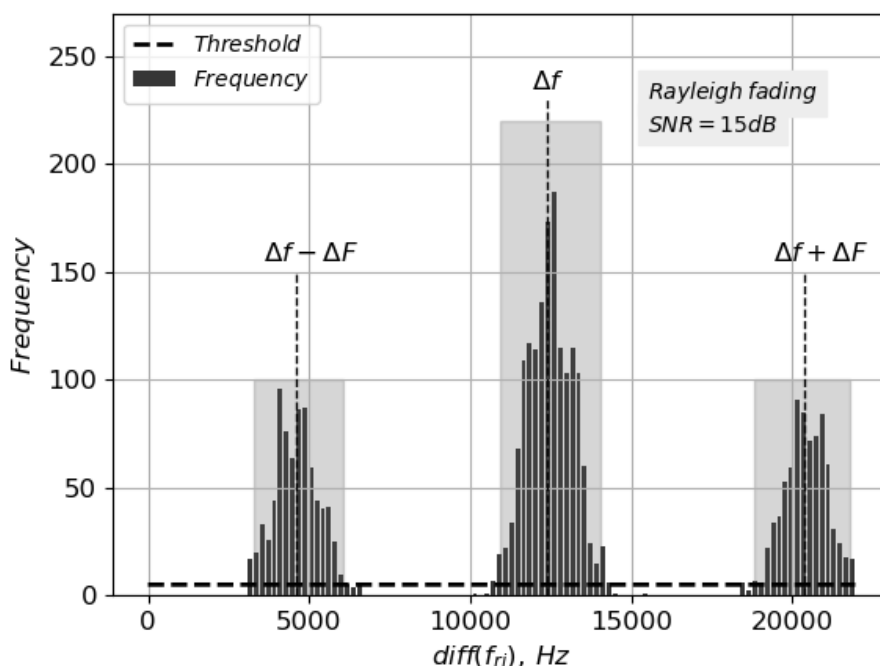


Рис. 4. Гістограма значень параметрів $\Delta f - \Delta F$, Δf і $\Delta f + \Delta F$ для $N_r = N_h$

Якщо кількість прийнятих частотних елементів $N_r > N_h$, то форма гістограми буде аналогічною до випадку $N_r = N_h$. Якщо $N_r < N_h$, то кількість різних значень $diff(f_{ri})$ буде більшою, ніж для попередніх випадків. На рис. 5а наведено гістограму для $diff(f_{ri})$, коли прийнято 90% частотних каналів, а на рис. 5б – 70%. Очевидно, що в разі малих співвідношень N_r / N_h однозначно оцінити параметри Δf , ΔF та M досить складно.

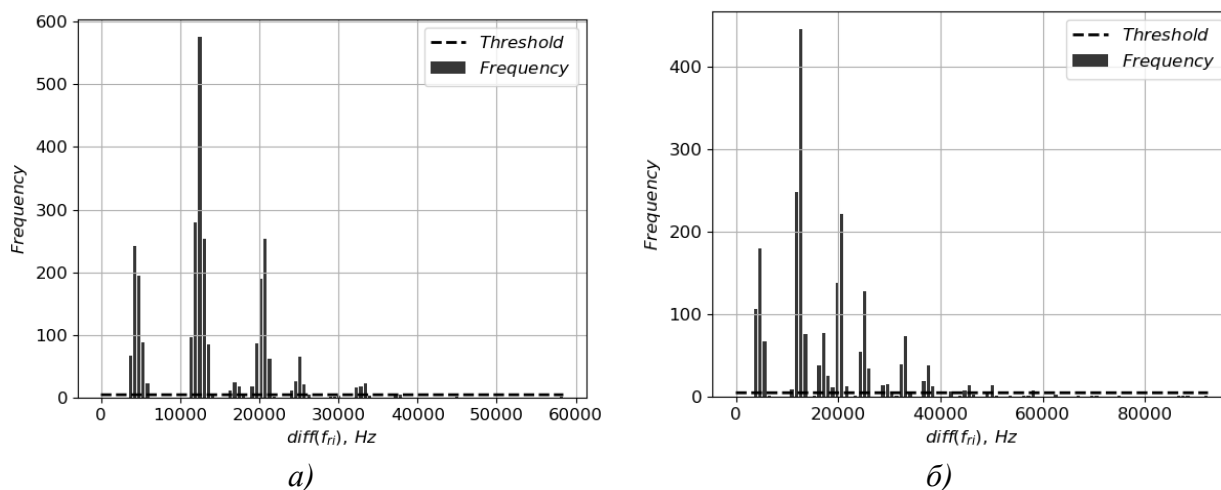


Рис. 5. Гістограма значень різниць відсортованого вектора прийнятих частот для $N_r / N_h = 0,9$ (а) та $N_r / N_h = 0,7$ (б)

Наближену оцінку кількості частотних каналів можна отримати за таким виразом:

$$N_h \approx \frac{\max(\mathbf{f}_r) - \min(\mathbf{f}_r)}{\Delta f} \tag{7}$$

Передавання символів у разі ЧМН здійснюється, як правило, на ортогональних частотах, тому наближено можна вважати, що символна швидкість становить $R_s \approx \Delta F$,

тобто тривалість символу $T_s \approx 1/\Delta F$. Кількість частотних елементів L , на які розбивається інформаційний символ, можна оцінити за таким виразом:

$$L = \lceil T_s / T_h \rceil = \lceil 1_s / (T_h \Delta F) \rceil, \quad (8)$$

де $\lceil \cdot \rceil$ – знак округлення до найближчого цілого.

Тоді після уточнення оцінка символної швидкості становитиме

$$R_s = 1/(T_h L). \quad (9)$$

Швидкість передавання даних (інформаційних та службових бітів) можна оцінити, враховуючи кратність модуляції M та уточнене значення тривалості символу LT_h :

$$R_d = \log_2 M / (LT_h). \quad (10)$$

Швидкість передавання інформації R_I можна встановити лише після демодуляції сигналу та аналізу бітових потоків, у результаті якого можна визначити структуру кадрів і кількість службових та інформаційних бітів. Тому за розрахованим значенням R_d можна лише наближено оцінити R_I і порівняти її з відповідним значенням для відомих радіостанцій.

Отже, метод оцінювання параметрів сигналу зі швидкою ППРЧ полягає в послідовному виконанні таких операцій: визначення часових меж частотних елементів, оцінювання значень вектора частот \mathbf{f}_r і тривалості частотного елемента T_h , розрахунок параметрів і характеристик радіопередачі (Δf , ΔF , M , N_h , R_s). Якщо у прийнятій реалізації містяться вузькосмугові або імпульсні перешкоди, то їх доцільно попередньо видалити із використанням методу, описаного в [7].

3. Дослідження розробленого методу та обговорення результатів

Дослідження розробленого методу проведемо шляхом математичного моделювання процесу визначення параметрів і характеристик радіосигналів та статистичного оброблення результатів вимірювань. Параметри радіосигналу зі швидкою ППРЧ наведено у табл. 1. Значення ВСШ змінювалося при цьому в діапазоні від 5 до 30 дБ з кроком 5 дБ. Дослідженню підлягали значення відносних помилок визначення тривалості частотного елемента, кроку сітки частот, кількості частотних каналів та швидкості передачі даних.

Таблиця 1

Значення параметрів радіосигналу в ході моделювання

Параметр	T_h , мкс	Δf , кГц	ΔF , кГц	δ	M	L	N_h	F_s , МГц	$\frac{A_{min}}{A_{max}}$
Значення	40	12,5	8,33	0,2	2	3	3120	80	0,7

Відносну похибку вимірювання тривалості частотного елемента визначатимемо за таким виразом:

$$\Delta_{T_h} = \frac{1}{T_h N_T} \sum_{i=1}^{N_T} |T_h - \hat{T}_{hi}| \cdot 100\%, \quad (11)$$

де N_T – кількість частотних елементів, за якими проводилося вимірювання;

\hat{T}_{hi} – оцінка значення тривалості i -го частотного елемента.

Аналогічно розраховуються значення відносних помилок для інших параметрів.

На рис. 6а наведено залежність значення відносної помилки вимірювання тривалості частотного елемента від ВСШ для випадків оброблення сигналу на фоні шуму (пунктирна лінія) та на фоні шуму із завмираннями Релея (суцільна лінія). Втрати за рахунок завмирання Релея становлять близько 5 дБ (в еквіваленті ВСШ). За значень ВСШ менше 10 дБ похибка оцінювання T_h є меншою для каналів із завмираннями, а більше 10 дБ – навпаки. Це пояснюється особливостями підходу до визначення даного параметра. Варто зауважити, що значення тривалості частотного елемента можна оцінити також для випадків $N_r < N_h$. На рис. 6б показано залежність відносної помилки оцінювання кроку сітки частот від ВСШ. Незначне зменшення цієї помилки в разі зменшення ВСШ можна пояснити тим, що за вищого рівня шуму помилки вимірювання значення частоти окремих частотних елементів через обмежену роздільну здатність ШПФ стають менш корельованими, а в разі їх усереднення помилка оцінювання кроку сітки частот дещо знижується.

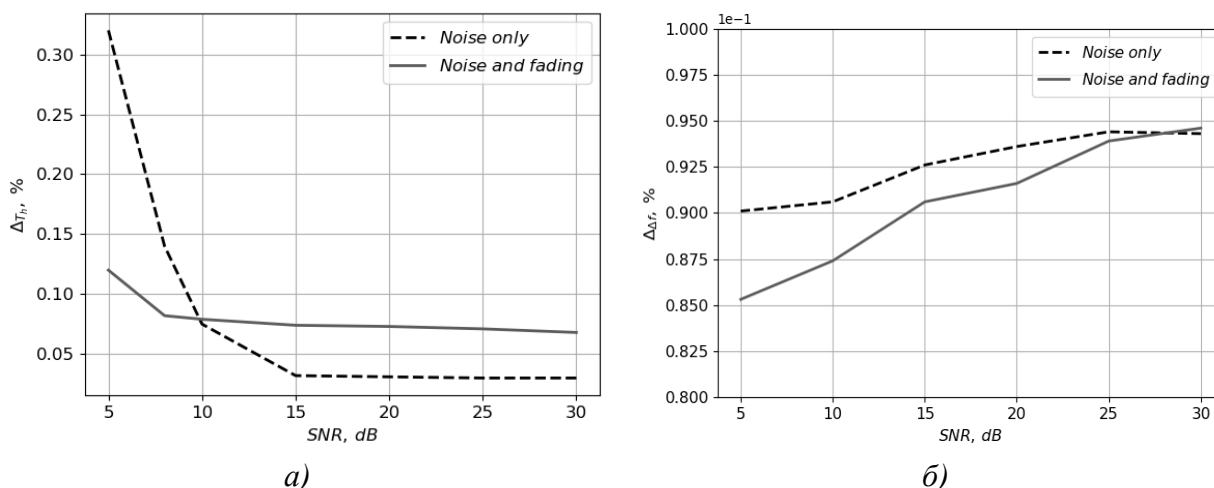


Рис. 6. Залежність відносної помилки вимірювання тривалості частотного елемента (а) та кроку сітки частот (б) від ВСШ

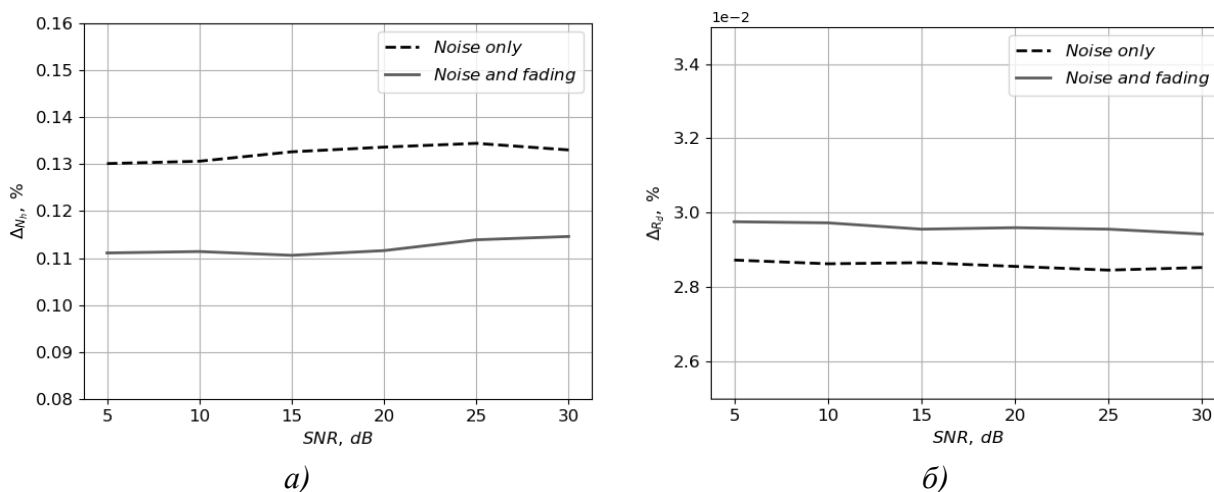


Рис. 7. Залежність відносної помилки визначення кількості частотних каналів (а) та швидкості передачі даних (б) від ВСШ

На рис. 7а наведено залежність відносної помилки оцінювання кількості частотних каналів, а на рис. 7б – швидкості передавання даних від ВСШ. З наведених графіків видно, що точність визначення вказаних параметрів практично не залежить від значення ВСШ. Це пов'язано з тим, що вони розраховуються (вирази (7), (10)) на основі оцінок вимірних параметрів, помилки оцінювання яких не перевищують 0,3%.

Аналіз рис. 6–7 показує, що в діапазоні значень ВСШ 5–30 дБ відносні помилки оцінювання значень параметрів сигналів не перевищують 0,3%, що дозволить проводити ідентифікацію радіостанцій зі швидкою ППРЧ та ЧМн. Оцінювання параметрів у разі нижчих значень ВСШ за рахунок застосування довгих вікон ШПФ є досить проблематичним, оскільки сусідні частотні елементи не будуть розділятися.

Висновки. Наукова новизна запропонованого методу полягає в розроблених підходах до визначення часових меж частотних елементів на основі порогового оброблення комплексної обвідної та оцінювання кроку сітки частот, рознесення частот і кратності ЧМн на основі аналізу гістограми різниць відсортованого масиву частот частотних елементів. Запропонований метод забезпечує оцінювання значень параметрів сигналів із відносною помилкою, що не перевищує 0,3%, за значень ВСШ не нижче 5 дБ. Достовірність отриманих наукових результатів підтверджується результатами математичного моделювання. Отримані результати можуть бути використані для розроблення алгоритмів демодуляції радіосигналів зі швидкою ППРЧ.

Перспективи подальших досліджень пов'язані з розробленням методів ідентифікації та демодуляції радіосигналів зі швидкою ППРЧ та іншими видами смугової модуляції.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Макаренко С. И., Иванов М. С., Попов С. А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты : Монография. Санкт-Петербург : Свое издательство, 2013. 166 с.
2. Кувшинов О. В., Гурський Т. Г., Гриценко К. М., Шишацький А. В. Аналіз режимів роботи та перспектив бойового застосування сучасних військових УКХ радіостанцій іноземного виробництва // Зб. наук. праць. Київ : ВІТІ, 2018. № 1. С. 43–50.
3. Hamed H. F., Abdullah A. K., Al-waisaw S. Frequency Hopping Spread Spectrum Recognition Based on Discrete Fourier Transform and Skewness and Kurtosis // International Journal of Applied Engineering Research, 2018. Vol. 13, N. 9. P. 7081–7085.
4. Lei Z., Yang P., Zheng L. Detection and Frequency Estimation of Frequency Hopping Spread Spectrum Signals Based on Channelized Modulated Wideband Converters // Electronics, 2018. N 7 (170). P. 1–18. DOI:10.3390/electronics7090170.
5. Wan J., Zhang D., Xu W., Guo Q. Parameter Estimation of Multi Frequency Hopping Signals Based on Space-Time-Frequency Distribution // Symmetry. 2019. N 11 (648). P. 1–18. Doi:10.3390/sym11050648.
6. Горшков Д. В., Мещеряков Ю. Ю., Токарев А. Б. Экспресс-тест наличия в диапазоне частот сигналов с ППРЧ при панорамной обработке данных системой радиомониторинга // Вестник Воронежского ин-та. 2018. № 2. С. 124–132.

7. Бугайов М. В. Частотно-часовий матричний метод виявлення радіосигналів зі стрибкоподібною зміною робочої частоти в складній сигнальній обстановці // Вчені записки Таврійського нац. ун-ту ім. В. І. Вернадського. Серія: Технічні науки. Херсон : Вид. дім "Гельветика", 2019. Т. 30 (69), № 3, Ч. 1. С. 61–65.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр. ; пер. с англ. Москва : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.
9. Горбань І. І. Теорія ймовірностей і математична статистика для наукових працівників та інженерів. Київ : НАНУ, 2003. 244 с.
10. Gasior M., Gonzalez J. L. Improving FFT frequency measurement resolution by parabolic and gaussian interpolation // AV-Note-2004-021 BDI. Geneva, 2004. P. 1–18.

Подано 17.10.2019

Н. В. Бугаёв, Б. В. Молодецкий, И. О. Михайлюк, В. В. Гордейчук
МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ РАДИОСТАНЦИЙ С БЫСТРОЙ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

Современные средства радиосвязи специального назначения используют режим сверхкороткой пакетной передачи с быстрой псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и частотной манипуляцией. Идентификацию таких радиостанций предложено осуществлять путем оценки скорости перестройки частоты и передачи информации, количества частотных каналов и шага сетки частот принятых радиосигналов и сравнения полученных значений с соответствующими характеристиками известных радиостанций с быстрой псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Временные границы и продолжительность частотных элементов рассчитывают по комплексной огибающей принимаемого сигнала. Для этого разработан соответствующий метод, заключающийся в фильтрации огибающей с помощью окна со скользящим средним для подавления шумовой составляющей и пороговой обработки. Частоты частотных элементов определяются по несглаженным периодограммным оценкам, а для повышения точности определения частоты использована экспоненциальная экстраполяция дискретного спектра мощности. Показано, что для однозначного определения шага сетки частот и разнеса частот частотной манипуляции необходимо проанализировать количество частотных элементов, не меньше количества частотных каналов. Путем анализа гистограммы разностей отсортированного по возрастанию вектора частот частотных элементов определяют шаг сетки частот, разнос частот и кратность частотной манипуляции. Приближенную оценку количества частотных каналов вычисляют как отношение размаха вектора частот частотных элементов к шагу сетки частот. Скорость передачи информации можно установить только после демодуляции сигнала и анализа битных потоков, в результате которого можно определить структуру кадров и количество служебных и информационных битов. Предложенный метод обеспечивает оценки значений параметров сигналов с относительной ошибкой, не превышающей 0,3%, при значениях отношения сигнал-шум выше 5 дБ.

Ключевые слова: псевдослучайная перестройка рабочей частоты, идентификация, частотный канал, частотный элемент, информационный символ, частотная манипуляция.

M. V. Buhaiov, B. V. Molodetsky, I. O. Mykhailiuk, V. V. Hordiichuk

METHOD OF SIGNAL PARAMETERS ESTIMATION OF RADIOSTATIONS WITH FAST FREQUENCY HOPPING SPREAD SPECTRUM

Modern special-purpose radios utilize ultra-short burst mode with frequency hopping spread spectrum. Such digital radios operate, as a rule, in the fast frequency hopping spread spectrum mode and use a considerable number of frequency channels with frequency separation between adjacent channels, which is significantly less than the spectrum width of the frequency element. The main modulation in such radios is frequency manipulation. The identification of signals with fast frequency hopping spread spectrum and frequency manipulation is performed by estimating the speed of frequency tuning, the speed of information transmission, the number of frequency channels and the step of the frequency grid and comparing the obtained values with the corresponding characteristics of known radio stations with fast frequency hopping spread spectrum. The time limits and the duration of the frequency elements are calculated by the envelope of the received signal. For this purpose, a suitable method has been developed, which consists in filtering the envelope by means of a moving average window for suppression of the noise component and threshold processing. The threshold value is selected by the given probability of its exceeding by noise sample. The proposed approach to determining the time limits of frequency elements does not require any a priori signal information. To determine the frequencies of the frequency elements periodogram estimates are used. An exponential extrapolation of the discrete power spectrum was used to increase the frequency resolution at a fixed window length of the fast Fourier transform. It is shown that in order to uniquely determine the step of the frequency grid and the diversity of frequency manipulation frequencies, it is necessary to analyze the number of frequency elements not less than the number of frequency channels. By analyzing the histogram of the differences of sorted frequency vector of the frequency elements, determine the frequency grid, frequency diversity and the multiplicity of frequency manipulation. An approximate estimate of the number of frequency channels is calculated as the ratio of the magnitude of the frequency vector of the frequency elements to the step of the frequency grid. As a rule, symbol transmission at frequency manipulation is carried out at orthogonal frequencies, so it can be roughly assumed that the symbolic speed is equal to the frequency diversity of the frequency manipulation. The baud rate can be set only after signal demodulation and bit stream analysis, which can determine the frame structure and the number of service and information bits. The proposed method provides the estimation of the values of the parameters necessary for the identification of radio stations of signal parameters with a relative error not exceeding 0.3%, with values of signal to noise ratio not lower than 5 dB.

Keywords: *frequency hopping spread spectrum, identification, frequency channel, frequency element, information symbol, frequency manipulation.*