

## МЕТОД ВИЯВЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ ЗІ СТРИБКОПОДІБНОЮ ЗМІНОЮ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ НА ФОНІ ВУЗЬКОСМУГОВИХ ПЕРЕШКОД

*На сьогоднішній день велика кількість цивільних та військових радіосистем використовують сигнали зі стрибкоподібною зміною робочої частоти. Виявлення таких радіосигналів є досить складним завданням, особливо на фоні вузькосмугових перешкод. В основі запропонованого методу лежить багатоканальний енергетичний детектор, реалізований у формі швидкого перетворення Фур'є, а як критерій виявлення використано реєстрацію в заданій смузі частот кількох стрибків частоти. Показано, що в разі виявлення радіосигналу зі стрибкоподібною зміною робочої частоти на фоні вузькосмугової перешкоди визначальну роль відіграє вибір віконної функції, а на фоні широкосмугового шуму – довжина вікна швидкого перетворення Фур'є. Перевагами методу є інваріантність до номіналів частот та розміру сітки частот, а недоліками – чутливість до відхилень заданої тривалості сигналу на одній частоті від очікуваної та до короткочасних флуктуацій амплітуди як сигналу, так і вузькосмугової перешкоди. Запропонований метод може бути використаний у автоматичних комплексах радіомоніторингу для виявлення радіосигналів зі стрибкоподібною зміною робочої частоти.*

**Ключові слова:** *стрибкоподібна зміна робочої частоти, вузькосмугова перешкода, швидке перетворення Фур'є, віконне оброблення, критерій виявлення.*

**Постановка проблеми в загальному вигляді.** Радіосигнали зі стрибкоподібною зміною робочої частоти (СЗРЧ) досить широко використовують у сучасних цивільних та військових системах зв'язку. Дані системи для передачі повідомлень застосовують велику кількість частотних позицій і за рахунок розширення смуги частот володіють високою енергетичною розвідзахищеністю [1–2]. Це ускладнює виявлення таких радіосигналів, особливо в умовах спільної дії вузькосмугових і широкосмугових перешкод з невідомими характеристиками. Причому потужність вузькосмугової складової на практиці суттєво перевищує потужність широкосмугової, а радіосигнали зі СЗРЧ, як правило, мають меншу інтенсивність, ніж радіосигнали, що передаються на фіксованих частотах. За таких умов створення ефективних методів виявлення радіосигналів зі СЗРЧ є досить складним завданням [3–5].

**Аналіз останніх досліджень та публікацій.** Питанням виявлення радіосигналів зі СЗРЧ присвячено значну кількість вітчизняних та закордонних наукових публікацій.

Зокрема, у публікаціях [6–7] наведено характеристики одно- і багатоканального енергетичних детекторів, а в роботі [8] показано, що багатоканальний приймач є менш чутливим до дії вузькосмугових сигналів на фіксованих частотах.

Також в останні роки для виявлення сигналів зі СЗРЧ почали використовувати методи, що ґрунтуються на обробці зображень. У [9] запропоновано метод оцінювання

параметрів передачі зі СЗРЧ на основі спектрограми. Застосування методів обробки зображень до отриманої спектрограми дозволяє подавити шум та виділити необхідні параметри. У роботі [10] описано підхід до виявлення та оцінювання параметрів сигналів зі СЗРЧ із використанням вейвлет-перетворень. Показано, що запропонований метод є стійким до дії адитивного білого шуму при відношеннях сигнал-шум (ВСШ) від 3 дБ і вище.

Крім того, у роботі [11] розглянуто методи виявлення кількох радіосигналів зі СЗРЧ при їх одночасному надходженні на вхід приймача із використанням віконного перетворення Фур'є і віконного алгоритму Герцеля. У роботі [12] запропоновано підхід до виявлення радіосигналів зі СЗРЧ, сутність якого полягає у змішуванні прийнятого сигналу із широкосмуговим сигналом з лінійною модуляцією частоти і подальшими вузькосмуговою фільтрацією, дискретизацією та детектуванням.

Результати аналізу публікацій свідчать, що в запропонованих методах невирішеним залишається питання виявлення радіосигналів зі СЗРЧ при попаданні в смугу їх передачі вузькосмугових сигналів.

**Формулювання завдання дослідження.** Метою запропонованої статті є розроблення методу виявлення радіосигналів зі СЗРЧ на фоні вузькосмугових перешкод.

#### **Виклад основного матеріалу**

Для задачі виявлення радіосигналів зі СЗРЧ суттєвим є критерій, за яким приймається відповідне рішення. Оскільки про властивості сигналу відомо лише те, що він багато разів за секунду змінює робочу частоту, то як подібний критерій можна використовувати реєстрацію в заданій смузі частот кількох (не менше трьох) короткочасно використаних частотних позицій з приблизно однаковою шириною спектра. При цьому невідомим залишається те, чи належать дані позиції одному або кільком джерелам радіовипромінювань, проте сам факт використання методу СЗРЧ для передачі інформації вважається встановленим [13].

Сукупність миттєвих значень радіосигналу на вході системи виявлення є не завжди зручним первинним простором ознак. Часто необхідними є попередні перетворення [14]. Загальна ідея таких перетворень полягає у спрощенні вирішувальних правил. Найбільш поширеними способами формування ознак є ті, що базуються на проведенні ортогонального лінійного перетворення вихідного простору в новий. Оскільки радіосигнали зі СЗРЧ (частотні канали) на коротких інтервалах часу є вузькосмуговими, то як лінійне перетворення відліків часової реалізації вхідного сигналу будемо використовувати швидке перетворення Фур'є (ШПФ).

Сутність запропонованого методу, який є узагальненням алгоритму, описаного в роботі [15], полягає в послідовному виконанні наведених нижче кроків.

1. Розрахунок відліків квадрата модуля  $N$ -точкового ШПФ:

$$W(k) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) w(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \right|^2, \quad (1)$$

де  $x[n]$  – відліки вхідного сигналу;

$w[n]$  – відліки віконної функції.

2. Формування вектора з розрахованих значень відліків спектральної щільності потужності (СЩП)  $W(k)$  у порядку зменшення їх потужностей:

$$\mathbf{W} = \{W_{(1)}, W_{(2)}, \dots, W_{(N/2)}\}, \quad (2)$$

де перший елемент вектора  $\mathbf{W}$  визначається як  $W_{(1)} = \max_k \{W(k)\} = W(k_{(1)})$ , а кожен наступний знаходиться аналогічно із заданого вектора  $W(k)$ , з якого уже видалено попередній елемент. Причому значенню відліка СЩП з максимальною потужністю  $W_{(1)}$  відповідає значення номера біна  $k_{(1)}$ , другому за потужністю відліку  $W_{(2)} - k_{(2)}$ , а найменшому  $W_{(N/2)} - k_{(N/2)}$ . Ілюстрацію даного процесу наведено на рис. 1. Якщо у  $W(k)$  буде кілька елементів з однаковими значеннями, то у векторі  $\mathbf{W}$  вони розташовуватимуться в порядку зростання номерів бінів.

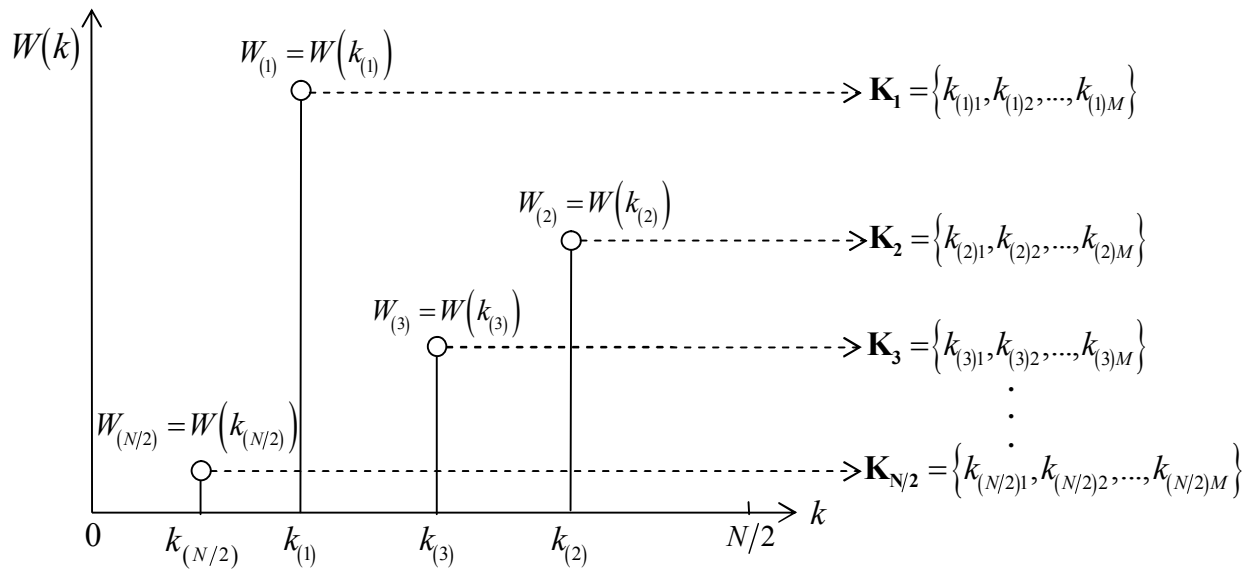


Рис. 1. Ілюстрація процесу формування вектора  $\mathbf{W}$

3. Формування з вектора  $\mathbf{W}$  нового вектора, елементами якого є значення номерів бінів його відповідних елементів  $\mathbf{F} = \{k_{(1)}, k_{(2)}, k_{(3)}, \dots, k_{(N/2)}\}$ .

4. Формування для  $M$  реалізацій  $N$ -точкового ШПФ  $N/2$  векторів, елементами яких є відповідні елементи  $\mathbf{F}_i$ ,  $i = 1 : M$ :  $\mathbf{K}_j = \{F_1(j), F_2(j), F_3(j), \dots, F_M(j)\}$ ,  $j = 1 : N/2$  (рис. 1).

5. Підрахунок для кожного вектора  $\mathbf{K}_j$  кількості повторень його однакових елементів і формування нового вектора  $\mathbf{H}_j$  з відповідними елементами  $\mathbf{H}_j = \{h_{j1}, h_{j2}, h_{j3}, \dots, h_{jL_j}\}$ , де  $L_j$  – кількість різних елементів вектора  $\mathbf{K}_j$ .

6. Розрахунок для кожного вектора  $\mathbf{H}_j$  статистики відповідно до виразу

$$Q_j = \frac{1}{M^2} \sum_{l=1}^{L_j} h_{jl}^2. \quad (3)$$

Розраховане відповідно до такого виразу значення статистики буде знаходитися в межах  $N^{-1} \leq Q_j \leq 1$ . Причому нижня межа відповідає шуму з рівномірною СЦП, а верхня – гармонічному колюванню. Для радіосигналу зі СЗРЧ  $Q_j \sim N_h^{-1}$ .

7. Порівняння розрахованих значень статистики з порогоми і формування рішення про виявлення:

$$Q_{low} \underset{H_0}{>} Q_j \underset{H_0}{>} Q_{high}, \quad \underset{H_1}{\leq} Q_j \underset{H_1}{\leq} Q_{high}, \quad (4)$$

де  $H_0$  – гіпотеза про відсутність сигналу зі СЗРЧ;

$H_1$  – гіпотеза про його наявність.

Значення порогів  $Q_{low}$  і  $Q_{high}$  можна розрахувати аналітично, якщо структура сигналу добре відома і не змінюється. На основі аналізу емпіричних залежностей статистики  $Q$  від кількості стрибків частоти  $N_h$  пропонується граничні значення вирішувальної статистики  $Q_{low}$  і  $Q_{high}$  наближено розраховувати відповідно до таких виразів:

$$Q_{low} \approx \frac{1}{N_h \left( 2 + \frac{1}{\sqrt{a}} \right)}; \quad Q_{high} \approx \frac{1}{N_h \left( 2 - \frac{1}{a} \right)}, \quad (5)$$

де значення параметра  $a$  необхідно обирати в межах від 1 до 2 залежно від структури конкретного сигналу.

За наявності достатньої кількості реалізацій конкретних радіосигналів зі СЗРЧ порогові значення статистики  $Q$  можна отримати емпірично для заданих значень помилок першого  $\alpha$  та другого  $\beta$  роду (рис. 2).

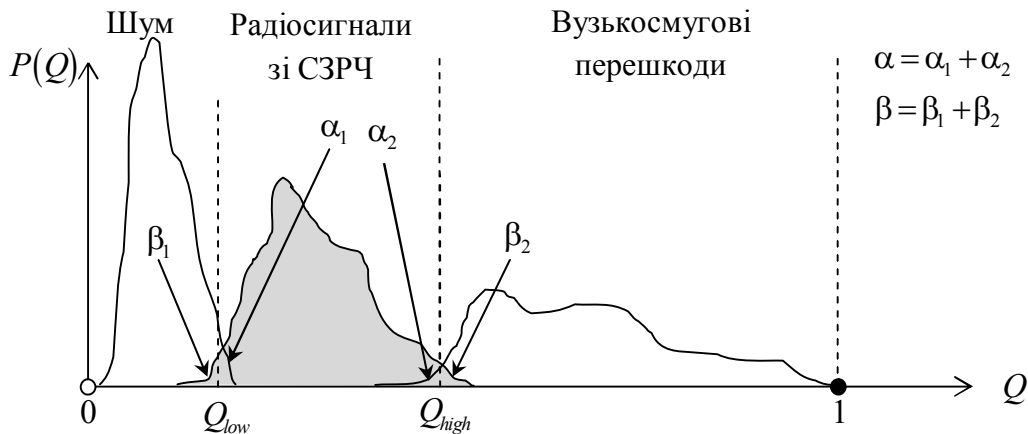


Рис. 2. Орієнтовні розподіли ймовірностей значень статистики  $Q$

Довжину ШПФ доцільно обирати з такого співвідношення:

$$N \leq 2^{\left\lceil \log_2 \left( \frac{F_s}{\Delta F} \right) \right\rceil}, \quad (6)$$

де  $F_s$  – частота дискретизації;

$\Delta F$  – ширина частотного каналу.

Такий підхід забезпечить опис сигнальної складової в частотній області одним відліком ШПФ, що є необхідним для правильного функціонування даного методу.

Необхідна кількість реалізацій ШПФ  $M$  визначається кількістю стрибків частоти  $N_h$ , за якими приймається рішення про виявлення радіосигналу зі СЗРЧ. Якщо відома тривалість перебування сигналу на одній частоті  $T_h$  (вважається, що вона є незмінною), то кількість реалізацій ШПФ можна розрахувати за таким виразом:

$$M = \left\lfloor \frac{N_h T_h F_s}{N} \right\rfloor, \quad (7)$$

а час, необхідний для виявлення радіосигналу зі СЗРЧ, становитиме  $T_d = N_h T_h$ .

Залежно від конкретної сигнальної обстановки, за якої передбачається застосування запропонованого методу, кількість векторів  $\mathbf{K}_j$  можна обирати меншою, ніж  $N/2$ . При нескладній сигнальній обстановці доцільно обмежитися кількома десятками таких векторів.

Для виявлення не лише факту початку передачі радіосигналу зі СЗРЧ, а також її закінчення запропонований метод необхідно реалізувати у формі з ковзним вікном шириною  $M$  елементів: при кожному новому розрахунку ШПФ перший елемент вектора  $\mathbf{K}_j - k_{(j)1}$  зсувається вправо, а останній –  $k_{(j)M}$  вилучається із масиву:

$$\mathbf{K}_j = \left\{ \dots, k_{(j)M-2}, k_{(j)M-1}, \underbrace{k_{(j)M}, \dots, k_{(j)1}}_M, \overbrace{k_{(j)2}, k_{(j)3}, \dots, k_{(j)M}, k_{(j)M+1}, k_{(j)M+2} \dots}^M \right\}, \quad (8)$$

Нижче наведено фрагмент коду, написаного мовою програмування Matlab, у якому відображено сутність розробленого методу.

```
[y, fs]=wavread('d:\FHSS.wav');%читання запису радіосигналу зі СЗРЧ
Th=0.02665;%тривалість стрибка частоти
Nh=5;%кількість стрибків частоти
N=512;%довжина ШПФ
PeaksNumber=15;%кількість піків ШПФ, що аналізуються
y=y(1:Nh*Th*fs,1);%фрагмент сигналу для Nh стрибків частоти
y=y/std(y);%нормування сигналу до його середньоквадратичного відхилення (СКВ)
K=round(length(y)/N)-2;%розрахунок кількості реалізацій ШПФ
SNR=10;% відношення сигнал-шум в дБ
Anoise=10.^-(SNR/20);%СКВ шуму
Noise=Anoise*randn(size(y));%вектор відліків гауссівського шуму
SJR=-30;%відношення сигнал-перешкода в дБ
t=1:length(y);
Ajamm=10.^-(SJR/20);%розрахунок СКВ перешкоди
Jamm=Ajamm*sin(2*pi*(fs/3.89)*t/fs);%вектор відліків вузькосмугової перешкоди
```

```

%розрахунок вікна Наттала з рівнем бічних пелюсток не більше -98,17дБ
NutKoeff4=[0.363581926770 0.489177437145 0.136599513978 0.010641122105];
L=4;
for j=1:L
    for n=1:N
        SumCos(j,n)=cos(2*pi*(j-1)*(n-0.5*N)/N);
    end
end
Window=NutKoeff4*SumCos;
%розрахунок модулів реалізацій ШПФ
for i=1:K-1;
    signal=y(i*N+1:(i+1)*N);%формування сигналу довжиною N вибірок
    noise=Noise(i*N+1:(i+1)*N);%формування шуму довжиною N вибірок
    jamm=Jamm(i*N+1:(i+1)*N); %формування перешкоди довжиною N вибірок
    x=signal+noise+jamm';
    s=x.*Window';%віконна обробка
    S=abs(fft(x,N).^2);%розрахунок відліків СЩП
    S=S(1:0.5*N);%відкидання симетричної відносно половини частоти дискретизації частини спектру
    SortedS=sort(S);%сортування масиву СЩП
    %пошук індексів відліків СЩП, що відповідають їх максимальним значенням
    for j=1:PeaksNumber;
        A(j)=SortedS(0.5*N+1-j);
        Frequences(i,j)=find(S==A(j))*(fs/N);
    end
end
%підрахунок кількості повторень кожного ненульового елементу у рядках матриці
Frequences
j=1;
for k=1:PeaksNumber;
    F=[Frequences(1:K-1,k)];
    [a,b]=hist(F,0.5*N);
    r=find(a>0);
    A=a(r);
    Q(j)=sum(A.^2)/K^2;
j=j+1;
end
Qlow=(Nh*(2+1/sqrt(1.3)))^-1;%верхня межа для статистики Q
Qhigh=(Nh*(2-1/1.3))^-1;%нижня межа для статистики Q
Detected=0;
for k=1:PeaksNumber;
    if (Q(k)<=Qhigh)&(Q(k)>=Qlow)
        D(k)=1;
    else
        D(k)=0;
    end
end
end

```

У ході досліджень розробленого методу було встановлено, що використання вікон з високим рівнем бічних пелюсток (більше -50 дБ) може давати хибні спрацьовування за вузькосмуговими перешкодами або не виявляти сигнали зі СЗРЧ. Тому за віконну функцію було обрано вікно Наттала з рівнем бічних пелюсток не більше -98,17 дБ [16].

Крім того, вплив віконної функції проявляється в зменшенні кількості максимумів СЩП, у яких проявляється структура як вузькосмугових сигналів, так і радіосигналів зі СЗРЧ, в основному за рахунок зменшення рівня витікання. При застосуванні ж прямокутного вікна навіть за великої кількості векторів  $K_j$  (десятки) можуть проявлятися структурні особливості вузькосмугових сигналів та сигналів зі СЗРЧ, що ускладнює подальшу обробку.

Значення статистики  $Q$  для шуму не залежить від виду віконної функції, а визначається лише його довжиною і зменшується при збільшенні  $N$ :  $Q_{N=512} \approx 0,0043$ ,  $Q_{N=1024} \approx 0,0027$ .

При дослідженні роботоздатності методу значення відношення потужності сигналу до потужності шуму  $q$  становило 10 дБ. Значення відношення потужності сигналу до потужності перешкоди змінювалося в межах від 0 дБ до -70 дБ. Ширина частотного каналу становила близько 10 кГц, а частота дискретизації  $F_s = 10$  МГц. Відповідно до виразу (6) значення довжини ШПФ дорівнювало 512 точок і на одному стрибку частоти вкладалися близько 520 реалізацій ШПФ. Порогові значення статистики було розраховано відповідно до виразу (5). Для  $N_h = 5$  і  $a = 1,3$  їх значення становлять  $Q_{low} = 0,0625$ ,  $Q_{high} \approx 0,1625$ .

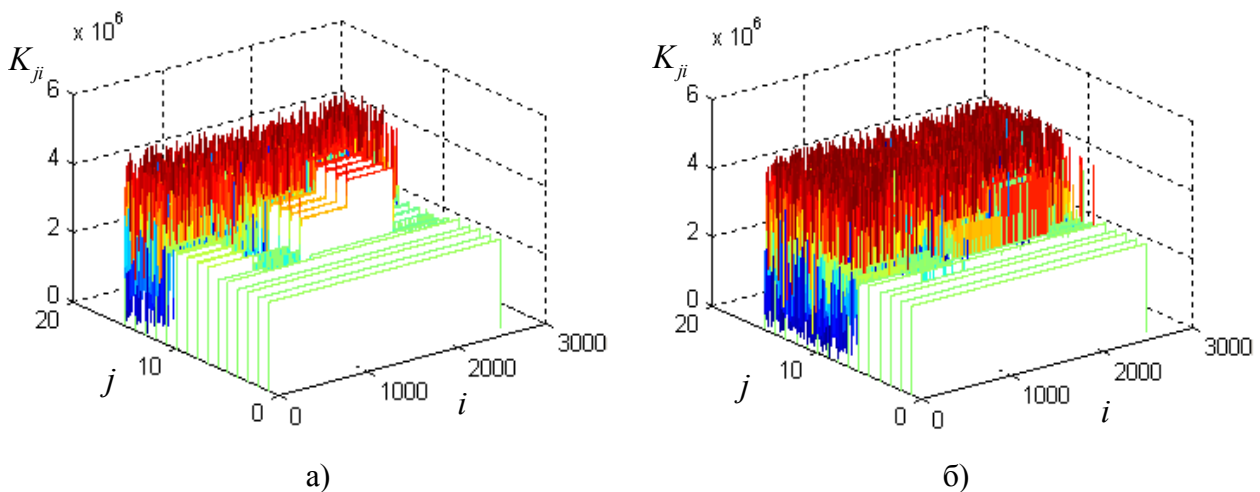
У табл. 1 показано результати математичного моделювання для значень довжин ШПФ 256, 512 та 1024 точки. Виділені чарунки відповідають тому вектору  $\mathbf{K}_j$ , для якого значення статистики  $Q$  не виходять за межі  $[Q_{low}, Q_{high}]$ . Як бачимо, при збільшенні відношення потужності сигналу до потужності перешкоди виявлення радіосигналу зі СЗРЧ відбувається при менших значеннях номера вектора  $\mathbf{K}_j$ . Варто зазначити, що при заданих значеннях ВСШ і довжини ШПФ можливості щодо виявлення обмежуються лише максимальним рівнем бічних пелюсток віконної функції.

Таблиця 1

Результати математичного моделювання

$j$	$N = 256$			$N = 512$			$N = 1024$		
	-70 дБ	-30 дБ	0 дБ	-70 дБ	-30 дБ	0 дБ	-70 дБ	-30 дБ	0 дБ
1	0,9996	0,9996	0,1426	0,9992	0,9992	0,1332	0,9985	0,9985	0,0991
2	0,9996	0,9996	0,1507	0,9992	0,9992	0,2011	0,9985	0,9985	0,2002
3	0,9996	0,9996	0,3434	0,9992	0,9992	0,3062	0,9985	0,9985	0,2572
4	0,9996	0,9996	0,4787	0,9992	0,9992	0,4247	0,9985	0,9985	0,4803
5	0,9996	0,9996	0,2555	0,9992	0,9992	0,1006	0,9985	0,9985	0,1236
6	0,9996	0,1544	0,3166	0,9992	0,6525	0,4715	0,9985	0,0963	0,5084
7	0,9996	0,1336	0,1156	0,9992	0,1295	0,2577	0,9985	0,2301	0,0820
8	0,1524	0,4689	0,5781	0,9992	0,0971	0,3600	0,1008	0,2311	0,6657
9	0,1359	0,1470	0,0971	0,1345	0,0988	0,0610	0,0719	0,0685	0,1092
10	0,2281	0,1441	0,0303	0,0986	0,0991	0,0272	0,4773	0,0742	0,3028
11	0,2177	0,3750	0,0117	0,0984	0,0641	0,0096	0,1100	0,4673	0,0093
12	0,0785	0,0283	0,0106	0,0996	0,0489	0,0081	0,0744	0,1188	0,0046
13	0,0349	0,0094	0,0094	0,0501	0,0105	0,0061	0,0593	0,0068	0,0039
14	0,0097	0,0089	0,0092	0,0072	0,0068	0,0060	0,0075	0,0045	0,0035
15	0,0092	0,0089	0,0089	0,0062	0,0063	0,0053	0,0046	0,0037	0,0033

На рис. 3 наведено розподіл значень елементів вектора  $\mathbf{K}_j$  для значень номерів максимумів СЩП  $j=1:15$  залежно від номера реалізації ШПФ  $i - K_{ji}$ . Відношення потужності сигналу до потужності перешкоди становить -30 дБ. При значенні ВСШ 10 дБ (рис. 3а) чітко простежується як структура вузькосмугової перешкоди ( $j=1:5$ ), так і сигналу зі СЗРЧ ( $j=6:9$ ). При значенні ВСШ -10 дБ (рис. 3б) структура сигналу зі СЗРЧ для довжини ШПФ 512 точок уже не простежується, що пов'язано з коефіцієнтом покращення окремого біна ШПФ [17].



*Рис. 3. Розподіл перших 15 частот, що відповідають максимумам СЦП при  $q = 10$  дБ (а) та  $q = -10$  дБ (б),  $N = 512$*

Методи виявлення й аналізу радіосигналів зі СЗРЧ багато в чому залежать від ступеня апіорної невизначеності їх параметрів [18]. Для запропонованого методу критичними параметрами, що визначають його ефективність, є ширина частотного каналу та тривалість сигналу на одній частоті. Неточності в попередньому визначенні вказаних значень призведуть до зниження ефективності методу (збільшення значень помилок першого або другого роду).

**Висновки.** У роботі запропоновано метод виявлення радіосигналів зі СЗРЧ на фоні вузькосмугових перешкод, в основі якого лежить багатоканальний енергетичний детектор із використанням ШПФ, а за критерій використано реєстрацію в заданій смузі частот кількох стрибків частоти. Розроблений метод дозволяє також виявляти кілька радіосигналів зі СЗРЧ у заданій смузі частот, якщо вони значно відрізняються за потужністю.

До переваг методу можна віднести інваріантність до номіналів частот та розміру сітки частот, а також низьку чутливість до коротких і значних відхилень частоти від закону СЗРЧ (імпульсних перешкод). Недоліками методу є чутливість до відхилень заданої тривалості стрибка частоти від реальної та до короточасних флуктуацій амплітуди як сигналу, так і вузькосмугової перешкоди. Запропонований метод може бути використаний у комплексах радіомоніторингу для автоматичного виявлення радіосигналів зі СЗРЧ.

Перспективи подальших досліджень пов'язані з розробленням методів виявлення радіосигналів зі СЗРЧ на фоні широкосмугових перешкод, а також методів, інваріантних до тривалості стрибка частоти та ширини частотного каналу.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр. ; пер. с англ. Москва : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.
2. Torrieri D. Principles of spread-spectrum communication systems. Springer Science, 2005. 457 p.



3. Обнаружение радиосигналов / П. С. Акимов, Ф. Ф. Евстратов, С. И. Захаров и др.; под ред. А. А. Колосова. Москва : Радио и связь, 1989. 288 с.
4. Boashash B. Time frequency signal analysis and processing. A comprehensive reference. Elsevier, 2003. 743 p.
5. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. Москва : Радио и связь, 1989. 656 с.
6. Poisel R. Modern Communications Jamming Principles and Techniques. 2nd edition. Artech House, 2011. 895 p.
7. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев и др. Москва : Радио и связь, 2003. 640 с.
8. Dunn J. E. Detection and classification of frequency-hopped spread spectrum signals: Ph.D. Electrical Engineering and Computer Engineering. Iowa State University, 1991. 134 p.
9. Chevva L., Sagar G. V. R. FH Signal Interception Based on the Time-Frequency Spectrogram by Image Enhancement Techniques // International Journal of Engineering Research and Applications, 2012. Vol. 2, Issue 2. P. 687–692.
10. Overdyk H. F. Detection and estimation of frequency hopping signals using wavelet transforms // Thesis for the degree of master of science in electrical engineering. Monterey, California. Naval Postgraduate School, 1997. P. 114.
11. Sha'ameri A. Z., Kanaa A. Robust multiple channel scanning and detection of low probability of intercept communication signals // Defense S&T technical bulletin. STRIDE, 2016. Vol. 9, № 1. P. 1–17.
12. Lehtomaki J. J., Juntti M., Saarnisaari H. Detection of frequency hopping signals with a sweeping channelized radiometer // Signals, Systems and Computers Conference. 2004. Vol. 2. P. 2178–2182.
13. Рембовский А. М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства. 2-е изд., перераб. и доп. Москва : Горячая линия-Телеком, 2010. 624 с.
14. Алексеев А. А., Кириллов А. Б. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений. Санкт-Петербург : Военная академия связи, 1998. 367 с.
15. Павлюк В. В., Бугайов М. В. Алгоритм виявлення радіосигналів із псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти каналів дистанційного керування безпілотними літальними апаратами // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем : зб. наук. праць. Житомир : ЖВІ, 2017. Вип. 14. С. 5–15.
16. Harris F. J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform // Proceedings of the IEEE. 1978. Vol. 66. P. 51–83.
17. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. 2-е изд.; пер с англ. Москва : ООО «Бином-Пресс», 2006. 656 с.
18. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. Москва : Радио и связь, 1985. 384 с.

Подано 26.04.2018

**Н. В. Бугаёв, Б. В. Молодецкий**

**МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ СО СКАЧКООБРАЗНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ НА ФОНЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ**

*На сегодняшний день большое количество гражданских и военных радиосистем используют сигналы со скачкообразной перестройкой рабочей частоты. Обнаружение таких радиосигналов является достаточно сложной задачей, особенно на фоне узкополосных помех. В основу разработанного метода положен многоканальный энергетический детектор, реализованный в форме быстрого преобразования Фурье, а в качестве критерия использована регистрация в заданной полосе частот нескольких прыжков частоты. Показано, что при обнаружении радиосигнала со скачкообразной перестройкой рабочей частоты на фоне узкополосной помехи определяющую роль играет выбор оконной функции, а на фоне широкополосного шума – длина окна быстрого преобразования Фурье. К преимуществам метода относится инвариантность к номиналам частот и размеру сетки частот, а к недостаткам – чувствительность к отклонениям заданной продолжительности прыжка частоты от реальной и к кратковременным флуктуациям амплитуды как сигнала, так и узкополосной помехи. Предложенный метод может быть использован в комплексах радиомониторинга для автоматического обнаружения радиосигналов со скачкообразной перестройкой рабочей частоты.*

**Ключевые слова:** скачкообразная перестройка рабочей частоты, узкополосная помеха, быстрое преобразование Фурье, оконная обработка, критерий обнаружения.

**M. V. Buhaiov, B. V. Molodetsky**

**METHOD OF FREQUENCY HOPPING SIGNALS DETECTION ON THE BACKGROUND OF NARROWBAND INTERFERENCE**

*Today a large number of civilian and military radio systems use frequency hopping signals. The detection of such radiosignals is quite a challenge, especially against the background of narrowband interference. The proposed method is based on a multichannel energy detector implemented in the form of a fast Fourier transform, and as a criterion, several frequency jumps are registered in a given frequency band. It is shown that when a frequency hopping radiosignal is detected against a background of narrowband interference, the choice of the window function plays a decisive role, and against the background of broadband noise – the length of the Fourier transform window. The advantages of the method include invariance to the frequency values and frequency grid size, and the disadvantages is the sensitivity to deviations of a given frequency hopping frequency from real and to short-term fluctuations in the amplitude of both the signal and the narrowband noise. The proposed method can be used in radio monitoring complexes for automatic detection of radio signals with frequency hopping.*

**Keywords:** frequency hopping, narrowband jamming, fast Fourier transform, windowing, detection criterion.