

УДК 621.396.62

Метод визначення кількості частотних елементів на символ радіосигналів із внутрішньосимвольним псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти та частотною маніпуляцією

Нагорнюк О. А., Бугайов М. В.

Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова, Житомир, Україна

E-mail: karunen@ukr.net

У статті запропоновано метод визначення кількості частотних елементів всередині одного інформаційного символу частотноманіпульованих (ЧМн) радіосигналів із внутрішньосимвольним псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти (ППРЧ) за умов наявності довготривалих вузькосмугових сторонніх випромінювань у частотному діапазоні роботи радіоприймального пристрою. Метод складається із трьох етапів: виявлення сторонніх випромінювань та формування режекторних фільтрів, розрахунок номіналів частотних елементів, визначення кількості частотних елементів на один інформаційний символ. Виявлення сторонніх випромінювань реалізується за часовим критерієм. На основі обчислених частотних параметрів таких випромінювань формуються режекторні фільтри, центральні частоти яких дорівнюють центральним частотам завад, а ширина смуги пропускання кожного з них – ширині спектра цього випромінювання. Для підвищення точності розрахунку номіналів частотних елементів використано віконне перетворення Фур'є та дискретну спектральну інтерполяцію. Похибки визначення несучої частоти короткотривалих сигналів досліджено методами на основі параболічної та гаусівської спектральної інтерполяції при різних відношеннях сигнал/шум (ВСШ) сигналу. Показано, що для забезпечення необхідної точності обчислення частоти в широкому діапазоні значень ВСШ доцільно використати гаусівську спектральну інтерполяцію та гаусівське вікно згладжування з параметром 0,3. Отримано математичні вирази для ймовірності появи підряд сукупності із декількох частотних елементів, різниця між якими близька до кроку сітки частот. Розроблено критерій та алгоритм прийняття рішення про кількість частотних елементів на один інформаційний символ, який ґрунтується на статистичних характеристиках різниць номіналів суміжних частотних елементів. Наведено результати перевірки працездатності та ефективності розробленого методу шляхом моделювання в програмному середовищі MATLAB для значень ВСШ вище -14 дБ.

Ключові слова: інформаційний символ; внутрішньосимвольне псевдовипадкове перестроювання робочої частоти; частотний елемент; інтерполяція спектральних відліків; частотна маніпуляція

DOI: [10.20535/RADAP.2021.84.48-56](https://doi.org/10.20535/RADAP.2021.84.48-56)

Вступ

Метод розширення спектру шляхом ППРЧ досить широко застосовують у сучасних засобах цифрового радіозв'язку для підвищення їх завадозахищеності та розвідзахищеності. Окрім того зміна робочої частоти радіосигналів за псевдовипадковим законом значно ускладнює їх перехоплення та подавлення [1].

Залежно від співвідношення часу роботи на одній частоті та тривалості інформаційних символів ППРЧ поділяють на міжсимвольну, посимвольну та внутрішньосимвольну. Оскільки швидкість пере-

строювання робочої частоти внутрішньосимвольної ППРЧ зазвичай перевищує 1000 стрибків за секунду, то такий вид сигналів часто ототожнюють зі швидкою ППРЧ.

Радіосистеми, що використовують швидку ППРЧ, характеризуються широким діапазоном зміни робочої частоти і, що призводить до проходження великої кількості сторонніх випромінювань (завад) на вхід станції радіомоніторингу, малою тривалістю частотних елементів, а також розділенням інформаційних символів на субсимволи, які передаються на різних частотах. Тому автоматизоване визначення параметрів радіосигналів

із внутрішньосимвольним ППРЧ є актуальним науково-практичним завданням для сучасних засобів радіомоніторингу.

1 Аналіз останніх досліджень і публікацій

Питанням оцінювання параметрів сигналів із ППРЧ приділяється значна увага в численних вітчизняних та зарубіжних публікаціях. Основними напрямками при вирішенні даного завдання є використання частотно-часового та вейвлет аналізу. Зокрема, у [2] запропоновано метод оцінювання параметрів радіопередачі з ППРЧ на основі спектрограми. Подальше застосування методів обробки зображень до отриманої спектрограми дозволяє подавити шум та виділити необхідні параметри. Подібний підхід запропоновано в [3], де розглянуто методи виявлення кількох радіосигналів при їх одночасному надходженні на вхід приймача. Спочатку для отримання частотно-часового представлення вхідного процесу застосовано віконне перетворення Фур'є і віконний алгоритм Герцеля. Для виділення елементів різних сигналів із отриманого частотно-часового розподілу застосовують ковзаюче вікно зі змінною довжиною та подальшим усередненням. У роботі [4] запропоновано алгоритм оцінювання тривалості частотного елемента і частотного рознесення двох сусідніх каналів, для випадку кількох одночасно працюючих радіопередавачів. Даний алгоритм заснований на просторово-частотно-часовому обробленні сигналів. У [5, 6] для виявлення і розділення складових та вимірювання параметрів сигналів із ППРЧ використано квадратичні частотно-часові розподіли. У [7] розпізнавання сигналів із ППРЧ запропоновано проводити на основі коефіцієнтів асиметрії та ексцесу частотних відділів та подальшого класифікатора. Показано, що такий алгоритм є робоздатним при значеннях ВСШ вище -3 дБ. У [8] запропоновано підхід до виявлення та розпізнавання радіолокаційних сигналів з ППРЧ шляхом аналізу спектрограми та скейлограми. Показано, що скейлограма забезпечує більш точне вимірювання параметрів та вищу ймовірність правильного виявлення, ніж спектрограма. У роботі [9] для виявлення та оцінювання частоти сигналів з ППРЧ запропоновано використовувати багатоканальний приймач на основі широкосмугового модуляційного конвертора. У [10] запропоновано метод оцінювання кроку сітки частот, рознесення частот та кратності ЧМн сигналів зі швидкою ППРЧ на основі порогового оброблення комплексної обвідної та аналізу гістограми оброблених значень частотних елементів.

Розглянуті методи та алгоритми не забезпечують визначення кількості частотних елементів на інформаційний символ для сигналів зі швидкою

ППРЧ за наявності в смузі передачі сигналу сторонніх випромінювань.

2 Формулювання цілей статті

Вхідними даними для методу є комплексні відліки сигнальної суміші, отримані на виході широкосмугового радіоприймального пристрою. Вважається, що всі значення частот адресної групи ППРЧ знаходяться в межах робочої смуги приймача. Радіосигнал має ЧМн із кратностями 2, 4, 8, 16 або 32, а ймовірність появи символів розподілена за рівномірним законом. Розширення спектру досягається за рахунок рознесення символів на незалежні частотні елементи (субсимволи), кожен із яких передається по чергово на своїй частоті у відповідності до заданої псевдовипадкової послідовності, при цьому тривалість частотного елемента $T_H = T_S / N_{SH}$, де N_{SH} – кількість частотних елементів всередині одного інформаційного символу тривалістю T_S (рівень часового рознесення). Якщо $N_{SH} = 1$, то ППРЧ буде посимвольною, передача кожного інформаційного символу буде здійснюватися на своїй робочій частоті, а тривалість частотного елемента дорівнюватиме тривалості символу $T_H = T_S$. При $N_{SH} > 1$ матимемо внутрішньосимвольну ППРЧ.

Математичну модель ЧМн сигналу із внутрішньосимвольним ППРЧ за наявних сторонніх випромінювань можна записати у такому вигляді [11]:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_{SH}} a_i e^{j(2\pi(f_{H_i} + f_k)t + \phi_i)} g_h(t - iT_H - t_s) + \sum_{v=1}^{N_v} s_v(t) g_v(t - T_v - t_v) + \xi(t), \quad (1)$$

де $f_k \in \left\{ (2m-1-M)\frac{f_r}{2}, m=1, \dots, M \right\}$, $k=1, \dots, K$; $\{f_k\}_{k=1}^M$ – частоти піднесучих кінцевого алфавіту ЧМн; f_r – частота рознесення піднесучих ЧМн; M – кратність маніпуляції; $f_{H_i} \in [f_{H_1} f_{H_M}]$ – номінал i -го частотного елемента ППРЧ; $f_{Gr} = f_{H_{i+1}} - f_{H_i}$ – крок сітки частот; a_i – амплітуда i -го частотного елемента ППРЧ; N_H – кількість частот адресної групи; N_{SH} – кількість частотних елементів всередині одного інформаційного символу; $N_{HI} = KN_{SH}$ – кількість частотних елементів ППРЧ; T_H – тривалість частотного елемента ППРЧ; t_s – час початку першого частотного елемента ППРЧ; ϕ_i – початкова фаза; $s_v(t)$ – сигнал v -ї завади; N_v – кількість завад у смузі роботи приймача; T_v – тривалість сигналу v -ї завади; t_v – час початку сигналу v -ї завади; $g_h(t)$, $g_v(t)$ – імпульсні характеристики фільтрів; $\xi(t)$ – адитивний гаусівський шум.

Після аналого-цифрового перетворення з частотою дискретизації F_s отримуємо масив комплексних відліків сигналу $r[i]$. Вважається, що крок сітки

частот ППРЧ f_{Gr} , час початку першого частотно-го елемента t_s та тривалість частотних елементів ППРЧ T_H відомі, а також $f_{Gr} > Mf_r$.

Тому метою досліджень є розроблення методу для визначення кількості частотних елементів на один інформаційний символ із багатопозиційною ЧМн N_{SH} . Як показник ефективності розробленого методу використано ймовірність правильного визначення параметру N_{SH} .

3 Виклад основного матеріалу дослідження

3.1 Методологія досліджень

Метод визначення кількості частотних елементів ППРЧ всередині одного інформаційного символу складається із трьох етапів:

пошук сторонніх випромінювань та формування режекторних фільтрів;

визначення номіналів частотних елементів ППРЧ;

визначення кількості частотних елементів на один інформаційний символ.

Пошук сторонніх вузькосмугових випромінювань реалізується за часовим критерієм: якщо значення t_v більше встановленого порога γt_v , то приймається рішення про наявність на даній частоті завади, визначається її центральна частота f_v , ширина спектра B_v , час початку t_{vs} і час закінчення t_{ve} . Відповідно до отриманих значень формується режекторний фільтр R_F , частотна характеристика

якого відповідає параметрам стороннього випромінювання.

Визначення номіналів частотних елементів реалізується на часових ділянках, що відповідають їх центральним положенням (Рис. 1).

Для більшості сигналів з ППРЧ час зміни частоти (захисний інтервал) T_Z не перевищує 10% від тривалості частотного елемента $T_Z \leq 0,1T_H$ [12], тому часовий інтервал для визначення частоти обрано $T_F = 0,9T_H$. Початок часового відрізка t_{Fi} , на якому розраховується частота для i_p -го частотного елемента, визначається за таким виразом:

$$t_{Fi} = t_s + (i_p - 1)T_H + 0,05T_H, \quad (2)$$

$$i_p = 1, 2, \dots, N_{HI}.$$

На інтервалах часу $[t_{Fi} \ t_{Fi} + T_F]$ розраховується амплітудно-частотний спектр (АЧС), здійснюється режекторна фільтрація відповідно до масиву фільтрів $R_F[j]$, знаходяться гармоніки з максимальною амплітудою та обчислюються їх частоти.

Оскільки тривалість частотних елементів з міжсимвольним ППРЧ невелика (одиниці та десятки мікросекунд), то при ЧМн можна вважати їх короткотривалими синусоїдальними сигналами, максимальна похибка визначення частоти яких ε_m розраховується за таким виразом:

$$\varepsilon_m = \frac{F_s}{2N_s} = \frac{1}{2T_H}, \quad (3)$$

де N_s – довжина вікна дискретного перетворення Фур'є.

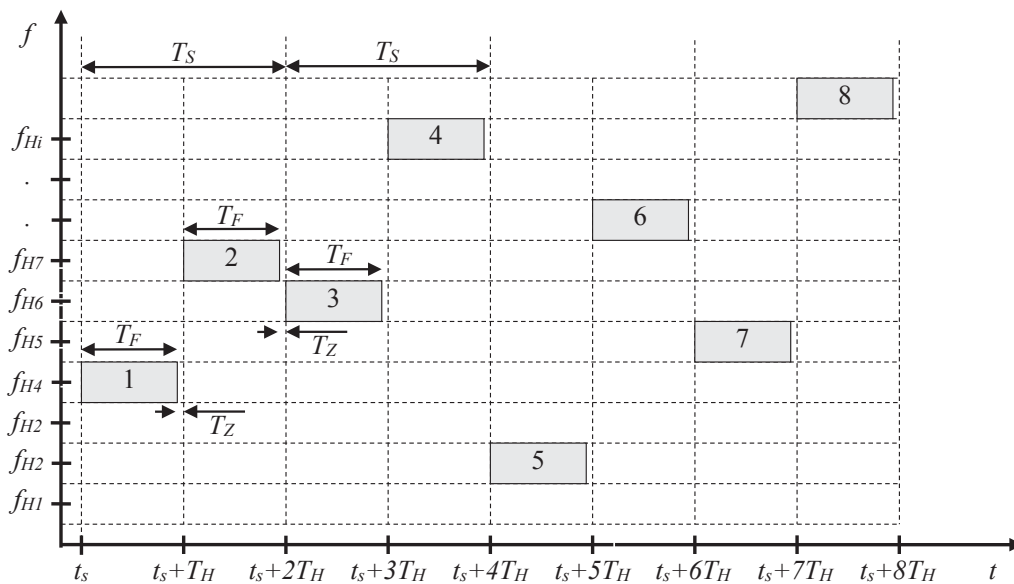


Рис. 1. Часове положення відрізків сигналу для розрахунку номіналів частотних елементів

При тривалості сигналу частотного елементу ППРЧ $T_H = 10$ мкс максимальна похибка визначення його частоти буде дорівнювати $\varepsilon_m = 50$ кГц, що в більшості практичних випадків не дозволяє визначити параметр N_{SH} , оскільки похибка перевищує значення частоти рознесення піднесучих ЧМн. Тому для підвищення точності визначення частоти гармонік пропонуємо використати алгоритми дискретної спектральної інтерполяції [13]. Такі алгоритми передбачають застосування віконного перетворення Фур'є та інтерполяцію спектральних відліків сигналу. Похибка визначення частоти гармоніки буде залежати від виду обраного вікна згладжування та методу інтерполяції. В [14] пропонується два методи інтерполяції: параболічна та гаусівська. Розрахунок центральної частоти f_{\max} комплексного сигналу вказаними методами реалізується відповідно до таких виразів:

$$f_{\max} = \frac{F_s}{N_s} \left(n_m + \frac{S[n_m+1] - S[n_m-1]}{2(2S[n_m] - S[n_m+1] - S[n_m-1])} \right) - \frac{F_s}{2} - \frac{F_s}{N_s}, \quad (4)$$

$$f_{\max} = \frac{F_s}{N_s} \left(n_m + \frac{\ln\left(\frac{S[n_m+1]}{S[n_m-1]}\right)}{2 \ln\left(\frac{S[n_m]^2}{S[n_m+1]S[n_m-1]}\right)} \right) - \frac{F_s}{2} - \frac{F_s}{N_s}, \quad (5)$$

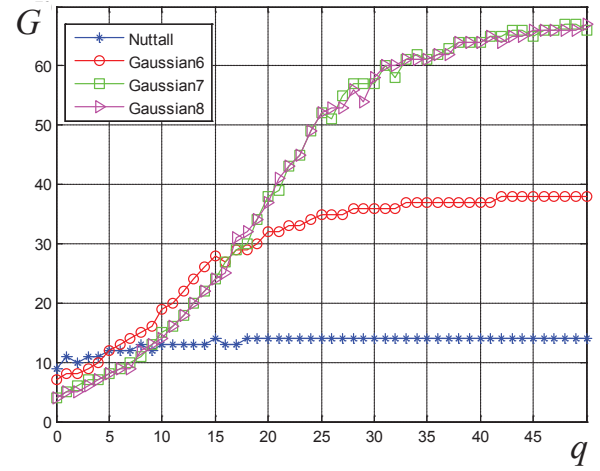
де $S[n_m]$ – амплітуда частотного відліку з максимальною амплітудою.

Вирази (4–5) застосовуються у випадках коли більшість енергії сигналу зосереджена в межах кількох частотних відліків АЧС. Для виконання цієї вимоги використовується віконне згладжування сигналу в часовій області. Для порівняння ефективності різних методів спектральної інтерполяції застосовують коефіцієнт покращення точності G [14]:

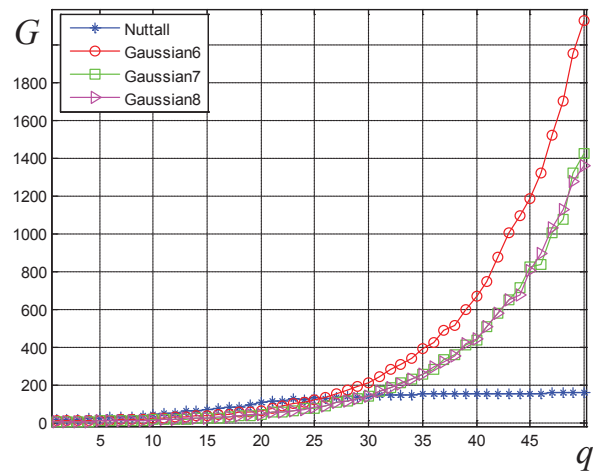
$$G = \frac{\varepsilon_m}{E_{\max}} = \frac{\Delta f}{2E_{\max}}, \quad (6)$$

де $\Delta f = F_s/N_s$ – роздільна здатність АЧС; E_{\max} – максимальне значення похибки при використанні спектральної інтерполяції.

У [14] проаналізовано залежність G для гаусівської і параболічної спектральної інтерполяції і вікон згладжування Наттала та Гауса, а також показано, що максимальне значення коефіцієнта G може досягати 5730. Однак, як показали дослідження, при зниженні ВСШ коефіцієнт покращення точності значно зменшується. На Рис. 2 зображено залежності значення параметра G від ВСШ для параболічної та гаусівської інтерполяції при використанні різних типів віконних функцій.



(a)



(b)

Рис. 2. Залежність коефіцієнта покращення точності визначення частоти від ВСШ при використанні спектральної інтерполяції: а) параболічний метод; б) гаусівський метод

Із Рис. 2 видно, що при високих значеннях ВСШ метод гаусівської інтерполяції забезпечує значно вищу точність визначення частоти ніж метод параболічної інтерполяції, а значення коефіцієнта G залежить від виду застосованого вікна згладжування та його параметрів. Для різних значень ВСШ параметри вікна, які забезпечують найменшу похибку, є різними. Так при ВСШ вище 30дБ більш ефективним є вікно Гауса із параметром $\sigma = 0,25$, а при ВСШ менше 0 – вікно Гауса із параметром $\sigma = 0,3$.

Аналіз характеристик відомих радіосигналів із ЧМн та ППРЧ показує, що для більшості практичних випадків достатньо мати коефіцієнт покращення точності G на рівні 10, тому для забезпечення необхідної точності в широкому діапазоні ВСШ доцільно використати гаусівську інтерполяцію сумісно з вікном Гауса з параметром $\sigma = 0,3$. В такому разі

похибка визначення частоти не буде перевищувати $E_{\max} = 1/2GT_H = 1/20T_H$.

Таким чином, етап визначення номіналів частотних елементів складається із таких операцій:

віконне згладжування сигналу в часовій області з використанням вікна Гауса ($\sigma = 0,3$);

розрахунок АЧС з використанням швидкого перетворення Фур'є;

режекторна фільтрація сторонніх випромінювань в частотній області;

пошук частотного відліку із максимальною амплітудою та визначення її частотного індексу;

розрахунок частоти методом гаусівської дискретної спектральної інтерполяції (5).

По завершенню етапу отримуємо масив поточних значень номіналів частот $f_{Hi}[n]$, розмірність якого відповідає кількості частотних елементів ППРЧ в аналізованому фрагменті сигналу.

Визначення кількості частотних елементів ППРЧ на один інформаційний символ здійснюється таким чином.

Розраховується масив f_{Gm} , який показує різницю частот сусідніх частотних елементів без цілої кількості кроків сітки частот ППРЧ f_{Gr} :

$$f_{Gm}[i] = f_{Hi}[i+1] - f_{Hi}[i] - \text{round}\left(\frac{|f_{Hi}[i+1] - f_{Hi}[i]|}{f_{Gr}}\right) f_{Gr}, \quad (7)$$

де $\text{round}()$ – операція округлення числа до найближчого цілого.

Оскільки $f_{Hi}[i] = f_{Gr}M_{Hi}[i] + f_rM_i[i]$, де M_{Hi} – масив, що визначає закон ППРЧ, то вираз (7) можна переписати у такому вигляді:

$$f_{Gm}[i] = \begin{cases} \Delta M[i] f_r, \Delta M[i] = 0, 1 \dots \frac{M}{2}, \text{ якщо } |\Delta M[i] f_r| < \frac{f_{Gr}}{2} \text{ та } \text{sign}(\Delta M[i]) > 0; \\ -\Delta M[i] f_r, \Delta M[i] = 0, 1 \dots \frac{M}{2}, \text{ якщо } |\Delta M[i] f_r| < \frac{f_{Gr}}{2} \text{ та } \text{sign}(\Delta M[i]) < 0; \\ -f_{Gr} + \Delta M[i] f_r, \Delta M[i] = \frac{M}{2} + 1, \frac{M}{2} + 2 \dots M - 1, \text{ якщо } |\Delta M[i] f_r| \geq \frac{f_{Gr}}{2} \text{ та } \text{sign}(\Delta M[i]) > 0; \\ f_{Gr} - \Delta M[i] f_r, \Delta M[i] = \frac{M}{2} + 1, \frac{M}{2} + 2 \dots M - 1, \text{ якщо } |\Delta M[i] f_r| \geq \frac{f_{Gr}}{2} \text{ та } \text{sign}(\Delta M[i]) < 0, \end{cases} \quad (8)$$

де M_i – масив значень символів ЧМн; $\Delta M[i] = M_i[i+1] - M_i[i]$ – масив різниць між сусідніми символами ЧМн; $\text{sign}()$ – функція визначення знаку числа.

Аналіз виразів (7) та (8) показує, що у випадках коли сусідні символи ЧМн однакові $\Delta M[i] = 0$, елементи масиву будуть дорівнювати нулю $f_{Gm}[i] = 0$. В іншому разі їх значення буде не менше f_r . Вказана відмінність використана для пошуку кількості однакових символів ЧМн, що розміщені підряд.

Обчислюється масив M_z , що містить кількості сукупностей частот f_{Gm} , які менше порогу $\eta_G = f_r/2$ та розміщуються підряд. Значення L_m в масиві M_z , що повторюються частіше за інші, будуть відповідати кількості частотних елементів ППРЧ на символ ЧМн N_{SH} , що використовується як критерій для прийняття рішення при $N_{SH} > 2$.

Однак при $N_{SH} = 1$ та $N_{SH} = 2$ значення L_m буде однакове та дорівнюватиме 2, що обумовлено наявністю розміщених підряд однакових символів ЧМн. Тому в таких випадках для визначення N_{SH} розраховується співвідношення кількості чисел в масиві M_z зі значенням L_m до загальної кількості частотних елементів ППРЧ (розмірності масиву $f_{Hi}[n]$) P_{Lm} :

$$P_{Lm} = \frac{N_{Lm}}{N_{HI}}, \quad (9)$$

де N_{Lm} – кількість чисел в масиві M_z зі значенням L_m .

Параметр P_{Lm} визначає статистичну ймовірність появи підряд L_m частотних елементів ППРЧ, різниця між якими близька до кроку сітки частот (відсутня зміна частоти за рахунок ЧМн).

Для рівномірного закону розподілу значень символів ЧМн ймовірність розміщення підряд декількох однакових символів визначається за виразом:

$$P_L = \frac{M}{M^L} = \frac{1}{M^{(L-1)}}, \quad (10)$$

де L – кількість однакових символів ЧМн, що слідує підряд.

Так, ймовірність появи підряд двох однакових символів ($L=2$) для 2-х позиційної ЧМн ($M=2$) буде дорівнювати $P_2 = 0,5$, а для 4-х позиційної ($M=4$) – $P_2 = 0,25$.

Вираз (10) враховує всі варіанти розміщення символів ЧМн в тому числі і у складі більшої кількості однакових символів. Враховуючи те, що L однакових символів ЧМн можуть бути частиною $L+1$ символів, ймовірність появи лише L символів можна визначити за виразом:

$$P_{RL} = \frac{1}{M^{L-1}} - \sum_{i=L}^{L_{\max}-1} (i-L+2)P_{R(L+i)}, \quad (11)$$

де L_{max} – максимальна кількість однакових символів; P_{RL} – ймовірність появи підряд лише L однакових символів.

Для $L_{max} = 10$ ймовірності розраховуються за такими формулами:

$$\begin{aligned} P_{R10} &= \frac{1}{M^9}; & P_{R9} &= \frac{1}{M^8} - 2P_{R10}; \\ P_{R8} &= \frac{1}{M^7} - 2P_{R9} - 3P_{R10}; \\ P_{R7} &= \frac{1}{M^6} - 2P_{R8} - 3P_{R9} - 4P_{R10}; \\ P_{R6} &= \frac{1}{M^5} - 2P_{R7} - 3P_{R8} - 4P_{R9} - 5P_{R10}; \\ P_{R5} &= \frac{1}{M^4} - 2P_{R6} - 3P_{R7} - 4P_{R8} - 5P_{R9} - 6P_{R10}; \\ P_{R4} &= \frac{1}{M^3} - 2P_{R5} - 3P_{R6} - 4P_{R7} - 5P_{R8} - 6P_{R9} - 7P_{R10}; \\ P_{R3} &= \frac{1}{M^2} - 2P_{R4} - 3P_{R5} - 4P_{R6} - 5P_{R7} - 6P_{R8} - \\ &\quad - 7P_{R9} - 8P_{R10}; \\ P_{R2} &= \frac{1}{M} - 2P_{R3} - 3P_{R4} - 4P_{R5} - 5P_{R6} - 6P_{R7} - \\ &\quad - 7P_{R8} - 8P_{R9} - 9P_{R10}. \end{aligned} \quad (12)$$

Для посимвольного ППРЧ ($N_{SH} = 1$) теоретичне значення параметра P_{Lm} буде дорівнювати $P_{Lm} = 2P_{R2}$. При $M = 4$ ймовірність появи підряд лише двох однакових символів буде 0,142, отже 28,2% символів ЧМн будуть розміщені послідовностями із двох символів. Тому у випадку $N_{SH} = 1$ та $M = 4$ параметр P_{Lm} буде дорівнювати $P_{Lm} = 0,282$.

У випадку $N_{SH} = 2$ теоретичне значення параметру P_{Lm} можна визначити за такою формулою:

$$P_{Lm} = 1 - \sum_{L=2}^{Lm} LP_{RL}. \quad (13)$$

Значення параметру P_{Lm} для різних кратностей ЧМн та кількості елементів ППРЧ на символ ЧМн наведено в Табл. 1.

Із Табл. 1 видно, що визначити кількість частотних елементів ППРЧ на символ ЧМн для значення кратності маніпуляції від 4 до 32 можна порівнявши параметр P_{Lm} з порогом ηP_{Lm} , який, відповідно до критерію ідеального спостерігача, буде розраховуватися як $\eta P_{Lm} = (0,2813 + 0,5625) / 2 = 0,4219$.

При кратності маніпуляції $M = 2$ пропонується використати підхід, який ґрунтується на аналізі кількості парних чисел в масиві M_z .

При $N_{SH} = 1$ ймовірність появи парних чисел в масиві M_z буде розраховуватися за таким виразом:

$$P_{Lo} = 2P_{R2} + 4P_{R2} + 6P_{R2} + \dots + L_{mp}P_{RLmp}, \quad (14)$$

де $L_{mp} < L_{max}$ – максимальне значення парної кількості розміщених підряд однакових символів.

Так при $M = 2$ та $L_{max} = 10$ ймовірність появи парних чисел $P_{Lo} = 0,4424$.

При $N_{SH} = 2$ кожен символ ЧМн повторюється два рази, тому масив M_z буде мати лише парні символи, а співвідношення парних символів до загальної їх кількості буде дорівнювати 1. Порівнявши P_{Lo} із порогом $\eta P_{Lo} = 0,7212$ можна прийняти рішення про значення параметра N_{SH} . Алгоритм прийняття рішення про кількість частотних елементів ППРЧ на символ ЧМн наведено на Рис. 3.

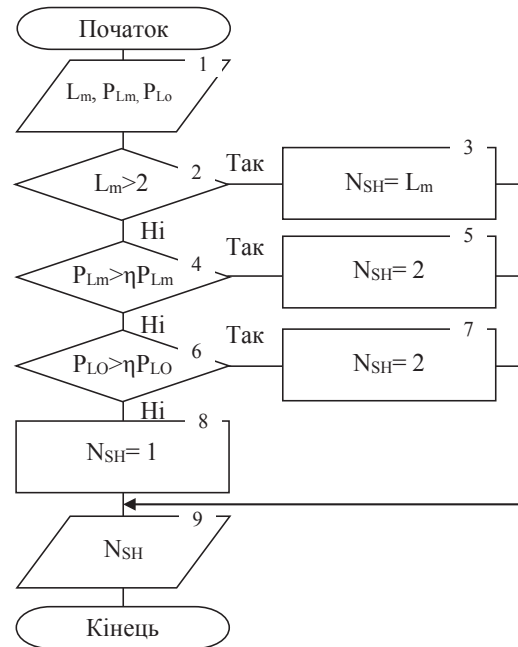


Рис. 3. Алгоритм прийняття рішення про кількість елементів ППРЧ

Прийняття рішення здійснюється за трьома показниками, які є вхідними даними для даного алгоритму:

найбільша кількість розміщених підряд частотних елементів ППРЧ, різниця частот між якими близька до кроку сітки ППРЧ, L_m ;

Табл. 1 Значення параметру P_{Lm}

M		2	4	8	16	32
P_{Lm}	$N_{SH}=1$	0,2500	0,2813	0,1914	0,1099	0,0587
	$N_{SH}=2$	0,2559	0,5625	0,7656	0,8789	0,9384

співвідношення кількості частотних елементів L_m до загальної кількості частотних елементів ППРЧ P_{Lm} ;

співвідношення парної кількості розміщених підряд частотних елементів ППРЧ, різниця частот між якими близька до кроку сітки ППРЧ, до загальної кількості частотних елементів ППРЧ P_{Lo} .

Якщо L_m більше двох, то кількість частотних елементів на символ приймається рівною параметру L_m , в іншому разі здійснюється порівняння P_{Lm} з порогом ηP_{Lm} та P_{Lo} з порогом ηP_{Lo} . Якщо P_{Lm} більше ηP_{Lm} або P_{Lo} перевищує ηP_{Lo} , то приймається рішення, що кількість частотних елементів на інформаційний символ дорівнює $N_{SH} = 2$, однак якщо P_{Lo} менше або дорівнює ηP_{Lo} , то рахується, що ППРЧ є посимвольною ($N_{SH} = 1$).

4 Аналіз та порівняння отриманих результатів

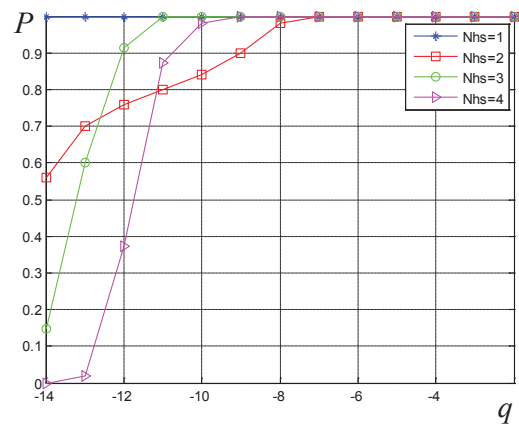
Перевірку працездатності та ефективності розробленого методу проведено шляхом його моделювання в програмному середовищі MATLAB відповідно до теорії статистичних випробувань. Вхідний сигнал формувався з ЧМн, а його спектр розширювався методом внутрішньосимвольного ППРЧ з кількістю частотних елементів ППРЧ на символ 1, 2, 3 та 4. До сигналу додавалися білий гаусівський шум для забезпечення ВСШ від -15 дБ до 0 дБ та вузькосмугові сторонні випромінювання (сигнали з частотною модуляцією, частотною та фазовою маніпуляціями, гармонічні коливання). Отриману сигнальну суміш використовували для дослідження розробленого методу. Для кожного зі значень ВСШ здійснювалося 100 розрахунків кількості стрибків на символ за результатами яких обчислювалась ймовірність правильного визначення N_{SH} . Отримані залежності ймовірності правильного визначення кількості частотних елементів на символ від ВСШ зображено на Рис. 4.

Запропонований метод в порівнянні із найближчим аналогом [10] потребує приблизно на 15 дБ менше значення ВСШ для оцінювання кількості частотних елементів на інформаційний символ ЧМн.

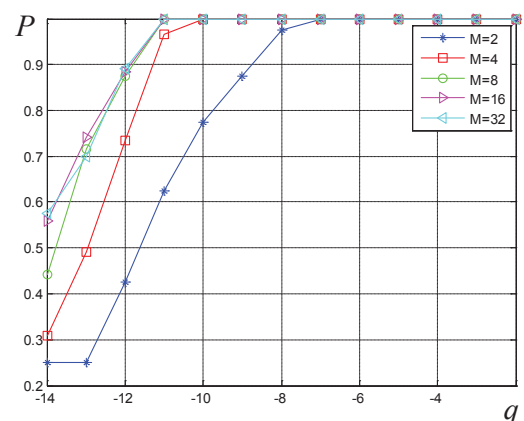
Висновки

Проведений аналіз похибки визначення несучої частоти короткотривалих сигналів показав, що найвища точність досягається при використанні гаусівського методу дискретної спектральної інтерполяції сумісно із гаусівським вікном згладжування сигналу. Точність визначення несучої частоти залежить від параметра вікна Гауса, оптимальне значення якого залежить від ВСШ сигналу. Показано, що для стандартних параметрів ППРЧ та ЧМн доцільно

обрати параметр вікна Гауса рівний 0,3, що дозволить отримати достатню точність визначення частоти при високих ВСШ при найкращій точності при низьких ВСШ. Отримано математичні вирази для розрахунку ймовірнісних характеристик розміщення сусідніх символів ЧМн з однаковими значеннями та проаналізовано їх вплив на значення різниць частот елементів ППРЧ. На основі отриманих характеристик запропоновано три показника, та сформувано критерій прийняття рішення про кількість частотних елементів ППРЧ на символ ЧМн, що дозволило отримати середню ймовірність правильного оцінювання даного значення вище 0,9 при ВСШ вище -10 дБ. Для підвищення ймовірності необхідно вдосконалювати методи розрахунку несучої частоти короткотривалих сигналів при низькому ВСШ, що може бути одним із перспективних напрямків подальшого дослідження. Крім того отримані ймовірнісні характеристики можуть бути використані при розробленні методів визначення інших параметрів сигналів із ППРЧ та ЧМн.



(a)



(b)

Рис. 4. Залежність ймовірності правильного визначення кількості частотних елементів на інформаційний символ від ВСШ усередненої для різних значень кількості частотних елементів на символ (а); кратності маніпуляції (б)

Перелік посилань

1. Torrieri D. Principles of spread-spectrum communication systems. 3rd ed. // Springer Science. – 2015. – 457 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-14096-4>.
2. 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.
3. 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, No. 1. – P. 1–17.
4. Pokrajac I. P. An algorithm for parameter estimation of frequency hopping emitters and their separation and grouping in unique radio networks / I. P. Pokrajac, M. Erić, M. L. Dukić // Scientific Technical Review. – 2004. – Vol. LIV, No. 3-4. – P. 15–23.
5. Draganić A, Orović I, Stanković S. FHSS Signal Characterization Based On The Cross-terms Free Time-Frequency Distributions // 2nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO. – 2013. – 4 p.
6. Wan J., Zhang D., Xu W., Guo Q. Parameter Estimation of Multi Frequency Hopping Signals Based on Space-Time-Frequency Distribution // MDPI Symmetry. – 2019. – 18 p. DOI:10.3390/sym11050648.
7. Hamed H. A., Abdullah A. K., Al-waisawy S. Frequency Hopping Spread Spectrum Recognition Based on Discrete Transform and Skewness and Kurtosis // International Journal of Applied Engineering Research. – 2018. – Vol. 13, No. 9. – P. 7081–7085.
8. Stevens D. L., Schuckers S. A. Low Probability of Intercept Frequency Hopping Signal Characterization Comparison using the Spectrogram and the Scalogram // Global Journal of Researches in Engineering. – 2016. – Vol. 16, Iss. 2. – P. 13–23.
9. Lei Z, Yang P., Zheng L. Detection and Frequency Estimation of Frequency Hopping Spread Spectrum Signals Based on Channelized Modulated Wideband Converters // Electronics. – 2018. – Vol. 7, Iss. 9. – 18 p. DOI:10.3390/electronics7090170.
10. Бугайов М. В., Молодецький Б. В., Михайлюк І. О., Гордійчук В. В. Метод оцінювання параметрів сигналів радіостанцій зі швидкою псевдовипадковою перестроювальною робочою частотою // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем : зб. наук. праць. Житомир: ЖВІ, 2019. – Вип. 17. – С. 14–26. DOI:10.46972/2076-1546.2019.17.02.
11. Нагорнюк О. А. Метод автоматичного визначення часових параметрів радіосигналів із псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти на фоні вузькосмугових перешкод // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: зб. наук. праць. Житомир: ЖВІ, 2018. – Вип. 15. – С. 53–64.
12. Макаренко С. И., Иванов М. С., Попов С. А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: Монография. // Санкт-Петербург: Свое изд-во, 2013. – 166 с.
13. Lyons R. G. Understanding digital signal processing, 3d ed. // Boston: Prentice Hall. – 2011. – 858 p.

14. Gasior M., Gonzalez J. L. Improving FFT frequency measurement resolution by parabolic and gaussian interpolation //Geneva, AIP Conference Proceedings. – 2004. – 18 p.

References

- [1] Torrieri D. (2015). *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems. 3rd ed.*, Springer Science, 457 p. DOI:10.1007/978-3-319-14096-4.
- [2] Chevva L., Sagar G. V. R. (2012). FH Signal Interception Based on the Time-Frequency Spectrogram by Image Enhancement Techniques. *International Journal of Engineering Research and Applications*, Vol. 2, Issue 2, pp.687–692.
- [3] Sha'ameri A. Z., Kanaa A. (2016). Robust Multiple Channel Scanning and Detection of Low Probability of Intercept (LPI) Communication Signals. *Defense S&T technical bulletin*, STRIDE, Vol. 9, Num. 1, pp. 1–17.
- [4] Pokrajac I. P., Erić M., Dukić M. L. (2004). An algorithm for parameter estimation of frequency hopping emitters and their separation and grouping in unique radio networks. *Scientific Technical Review*, Vol. LIV, No. 3-4, pp. 15–23.
- [5] Draganić A, Orović I, Stanković S. (2013). FHSS Signal Characterization Based On The Cross-terms Free Time-Frequency Distributions. *2nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO*, 4 p.
- [6] Wan J., Zhang D., Xu W., Guo Q. (2019). Parameter Estimation of Multi Frequency Hopping Signals Based on Space-Time-Frequency Distribution. *Symmetry*, Vol. 11, Iss. 5. DOI:10.3390/sym11050648.
- [7] Hamed H. A., Abdullah A. K., Al-waisawy S. (2018). Frequency Hopping Spread Spectrum Recognition Based on Discrete Transform and Skewness and Kurtosis. *International Journal of Applied Engineering Research*, Vol. 13, No. 9, pp. 7081–7085.
- [8] Stevens D. L., Schuckers S. A. (2016). Low Probability of Intercept Frequency Hopping Signal Characterization Comparison using the Spectrogram and the Scalogram. *Global Journal of Researches in Engineering*, Vol. 16, Iss. 2, pp. 13–23.
- [9] Lei Z, Yang P., Zheng L. (2018). Detection and Frequency Estimation of Frequency Hopping Spread Spectrum Signals Based on Channelized Modulated Wideband Converters. *Electronics*, Vol. 7, Iss. 9, 18 p. DOI:10.3390/electronics7090170.
- [10] Buhaiov M. V., Molodetsky B. V., Muhailiuk I. O., Hordiyuchuk V. V. (2019). Metod otsiniuvannia parametriv syhnaliv radiostantsii zi shvydkoiu psevdovypadkovoiu perebudovoiu robochoi chastoty [Method of identification of radio stations with fast frequency hopping spread spectrum and frequency manipulation]. *Problems of creation, testing, application and operation of complex information systems, ZVI, Zhytomyr*, Vol. 2(17), pp. 14–26. DOI:10.46972/2076-1546.2019.17.02. [In Ukrainian].
- [11] Nahorniuk O. A. (2018). Method of automatic time parameters estimation of radio signals with frequency-hopping spread spectrum against the background of narrow-band interferences. *Zbirnyk naukovykh prats ZhVI [Collection of scientific works of ZhVI]*, Zhytomyr, No. 15, pp. 53–64. [In Ukrainian].

- [12] Makarenko S. I., Ivanov M. S., Popov S. A. (2013). *Pomekhozashchishchennost' sistem svyazi s psevdosluchainoi perestroikoi rabochei chastoty [Noise Immunity of Communication Systems with Hopping Frequency]*. Svoe Izdatelstvo, Sankt-Peterburg, 166 p. [In Russian].
- [13] Lyons R. G. (2011). *Understanding Digital Signal Processing, 3d ed.* Boston: Prentice Hall, 858 p.
- [14] Gasior M., Gonzalez J. L. (2004). Improving FFT Frequency Measurement Resolution by Parabolic and Gaussian Spectrum Interpolation. *AIP Conference Proceedings*, Vol. 732, Iss. 1, 18 p. DOI:10.1063/1.1831158.

Метод определения количества частотных элементов на символ радиосигналов с внутрисимвольной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и частотной манипуляцией

Нагорнюк А. А., Бугаёв Н. В.

В статье предложен метод определения количества частотных элементов внутри одного информационного символа частотноманипулированных радиосигналов с внутрисимвольной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) при наличии длительных узкополосных сторонних излучений в частотном диапазоне работы радиоприемного устройства. Метод состоит из трех этапов: выявление сторонних излучений и формирования режекторных фильтров, расчет номиналов частотных элементов, определение количества частотных элементов на один информационный символ. Обнаружение сторонних излучений реализуется по временно-му критерию. На основе вычисленных частотных параметров таких излучений формируются режекторные фильтры, центральные частоты которых равны центральным частотам помех, а ширина полосы пропускания каждого из них – ширине спектра этого излучения. Для повышения точности расчета номиналов частотных элементов использовано оконное преобразование Фурье и дискретную спектральную интерполяцию. Погрешности определения несущей частоты сигналов малой длительности исследованы методами на основе параболической и гауссовой спектральной интерполяции при различных отношениях сигнал/шум сигнала. Показано, что для обеспечения требуемой точности вычисления частоты в широком диапазоне значений отношения сигнал/шум целесообразно использовать гауссову спектральную интерполяцию и гауссово окно сглаживания с параметром 0,3. Получены математические выражения для вероятности появления подряд совокупности с нескольких частотных элементов, разница между которыми близка к шагу сетки частот. Разработан критерий и алгоритм принятия решения о количестве частотных элементов на один информационный символ, основанный на статистических характеристиках разностей номиналов смежных частотных элементов. Приведены результаты проверки работоспособности и эффективности разработанного метода путем моделирования в программной среде MATLAB для значений отношения сигнал/шум выше -14 дБ.

Ключевые слова: информационный символ; внутрисимвольная псевдослучайная перестройка рабочей частоты; частотный элемент; интерполяция спектральных отсчетов; частотная манипуляция

Method for Estimation the Number of Frequency Elements per Symbol for Signal with Fast Frequency Hopping and Frequency Manipulation

Nahorniuk O. A., Buhaiov M. V.

Introduction. Frequency hopping spread spectrum (FHSS) is widely used in modern digital communication systems to increase their noise immunity and intelligence protection. Radio systems using fast FHSS are characterized by a wide range of operating frequency, which leads a large number of interference at the input of the radio monitoring station, short duration of frequency elements, and division of information symbols into subsymbols transmitted at different frequencies.

Review of related works. The main trends in solving problem of estimating the parameters of FHSS in most publications are related to the use of time-frequency and wavelet analysis. But this methods and algorithms do not provide estimates of frequency elements number per information symbol for fast FHSS in case of interference.

Purpose and objectives of research. The purpose of this research is to develop an automated method for estimating the number of frequency elements of signals with fast FHSS per one information symbol with frequency shift keying.

Methodology of research. The proposed method consists of three stages: search for interference emissions and forming of notch filters; estimating of frequency elements; estimating the number of frequency elements per information symbol. Detection of interference emissions is realized by the time criterion. On the basis of the calculated frequency parameters of such radiations notch filters are formed. Window Fourier transform and discrete spectral interpolation were used to increase the accuracy of frequency element calculations. It is shown that to ensure the required accuracy of frequency calculation in a wide range of signal to noise ratio (SNR) values, it is advisable to use Gaussian spectral interpolation and Gaussian smoothing window with the parameter 0,3. Mathematical expressions are obtained for the probability of occurrence of a set of several frequency elements in a sequence, the difference between which is close to the step of the frequency grid. A criterion and algorithm for deciding on the number of frequency elements per one information symbol, based on statistical characteristics of the differences in the denominations of adjacent frequency elements was developed.

Simulation results. The efficiency and effectiveness of the developed method were tested by modeling with MATLAB software. The average probability of correctly estimating the number of frequency elements per symbol is not less than 0,9 at SNR above -10 dB.

Conclusions. Obtained probabilistic characteristics can be used in the development of methods for estimating other parameters of fast FHSS signals with frequency shift keying.

Key words: information symbol; fast frequency hopping; frequency element; interpolation of spectral samples; frequency shift keying