

**Гончаров О.А.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Шпилька О.О.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

## ПІДВИЩЕННЯ СТІЙКОСТІ ДО КОРЕЛЬОВАНИХ ЗАВАД ДЛЯ FSCM-ПОДІБНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

У статті розглянуто методи модуляції сигналів з розширеним спектром на основі сигналів з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ), вплив корельованих завад на демодуляцію сигналів і методи боротьби з корельованими завадами. Для кодування даних в модуляції на основі ЛЧМ-сигналів найчастіше використовують початкове значення частоти ЛЧМ-сигналу (метод FSCM). Якщо джерело завади використовує ЛЧМ-сигнал з такими ж смугою частот і тривалістю як і передавач, але іншою початковою частотою і більшою потужністю, то демодулятор невірно визначить початкову частоту корисного сигналу і не декодує дані з повідомлення передавача. Іншими параметрами сигналу, які можуть використовуватися для збільшення інформаційної ємності символу крім початкової частоти ЛЧМ-сигналу, є швидкість наростання частоти і послідовність перестановки сегментів ЛЧМ-сигналу. Стійкість каналу зв'язку до впливу корельованих завад може бути значно підвищена, якщо використовувати мінімум один з параметрів ЛЧМ-сигналу для захисту від корельованих завад («захисний» параметр), а решту параметрів для передачі даних («інформаційні» параметри). Значення захисного параметра в кожному символі є псевдовипадковим, але відомим передавачу і приймачу. В загальному випадку, якщо джерело завади використовує ті ж самі параметри ЛЧМ-сигналу для модуляції, ймовірність співпадіння значення параметрів сигналу джерела завади і значення захисного параметру у символі, що передається, є відносно низьким. Під час демодуляції приймач використовує відоме значення захисного параметра для зменшення розмірності простору пошуку рішення задачі оцінки значення інформаційних параметрів символу і таким чином зменшує ймовірність помилки при наявності сигналу корельованої завади. Шляхом математичного моделювання виконано оцінку підвищення стійкості до корельованих завад при використанні різних параметрів ЛЧМ-сигналу в якості захисних та інформаційних. Встановлено, що використання запропонованого методу дозволяє забезпечити завадостійкість FSCM-подібної модуляції на рівні від 8 до 26,5 дБ для значень розширюючого фактору від 6 до 12 відповідно при ймовірності бітової помилки  $\leq 10^{-2}$ .

**Ключові слова:** сигнали з розширеним спектром, захист від завад, завадостійкість, корельована завада, лінійна частотна модуляція, демодуляція, ЛЧМ, CSS, FSCM.

**Постановка проблеми.** Радіозв'язок є одним з основних засобів передачі інформації в сучасному світі. Для надійної передачі інформації за допомогою радіозв'язку особливу увагу необхідно звернути на завадостійкість каналу радіозв'язку. Основним методом підвищення завадостійкості радіозв'язку є використання сигналів з розширеним спектром. Одним з методів розширення спектра є розширення спектра методом прямої послідовності (інша назва – пряме розширення спектра, скор. ПРС).

Метод ПРС полягає у множенні кожного відліку (символу) вхідного сигналу на певну послі-

довність відліків (розширюючи послідовність) і наступній модуляції несівної частоти отриманим сигналом. Внаслідок цього смуга частот вхідного сигналу розширюється до смуги частот розширюючої послідовності, а спектральна щільність сигналу зменшується. В приймачі спектр сигналу знову звужується після узгодженої фільтрації. ПРС-сигнал важче виявити в радіоефірі, а приймач може демодулювати сигнал при від'ємному співвідношенні сигнал/шум або сигнал/завада на вході приймача [1]. З іншого боку приймач ПРС-сигналу повинен мати широкосмуговий вхідний

тракт і всі завади в межах робочої смуги частот будуть потрапляти на вхід демодулятора і погіршувати якість демодуляції сигналу.

Послідовності, які використовують для розширення спектра методом ПРС, поділяють на двофазні (біфазні) або багатофазні (поліфазні). Використання поліфазних послідовностей в загальному випадку вимагає більше апаратних (обчислювальних) ресурсів, але сучасна елементна база робить цю різницю практично несуттєвою. Перевагою поліфазних послідовностей над біфазними є кращі автокореляційні та кроскореляційні характеристики і можливість синтезу груп послідовностей більшого об'єму для заданої довжини [2].

В якості поліфазної послідовності для розширення спектра методом прямої послідовності можна використовувати послідовність відліків сигналу з лінійною частотною модуляцією (скор. ЛЧМ-послідовність). Такий підвид методу ПРС отримав назву розширення спектра методом лінійної частотної модуляції (англ. Chirp spread spectrum, скор. CSS). Використання ЛЧМ-послідовності для розширення спектра має декілька вагомих переваг у порівнянні з іншими послідовностями (наприклад, псевдовипадковими послідовностями). Кореляційні властивості ЛЧМ-послідовностей менше спотворюються внаслідок впливу ефекту Доплера. ЛЧМ-послідовність має постійну амплітуду, що дозволяє використовувати енергоефективні нелінійні підсилювачі.

Відомою практичною реалізацією методу CSS є технологія радіозв'язку LoRa, запатентована компанією Cusleo у 2014 році. Різновид CSS, який використовує технологія LoRa, в англійській літературі отримав назву FSCM (англ. Frequency Shift Chirp Modulation) [3], тобто модуляція ЛЧМ-сигналу зсувом по частоті.

Метод FSCM використовує в якості послідовності для розширення спектра ЛЧМ-послідовність довжиною  $N$  відліків, частота якої лінійно зростає від 0 до  $B$  протягом часу  $T_s$ :

$$x_0(nT) = \sqrt{\frac{1}{N}} \exp\left(j\pi \cdot (nT)^2 \cdot \frac{B}{T_s}\right), n = 0, 1, 2, \dots, N-1, N = 2^f \quad (1)$$

де  $n$  визначає порядковий номер відліку в момент часу  $t = nT$ ,  $T$  – період дискретизації сигналу ( $T = 1/B$ ),  $f$  – це так званий розширюючий фактор (англ. spreading factor), який визначає кількість відліків на тривалості одного символу  $T_s$  ( $T_s = 2^f T = NT$ ). Якщо прийняти  $T = 1$ , вираз  $x_0(nT)$  можна спростити:

$$x_0(n) = \sqrt{\frac{1}{N}} \exp\left(j\pi \cdot \frac{n^2}{N}\right) \quad (2)$$

Кодування інформації здійснюється шляхом циклічного зсуву послідовності по частоті (рис. 1). Дискретну послідовність  $x_k(n)$ , яка є циклічними зсувом базової послідовності  $x_0(n)$  на відносну частоту  $k/N$ ,  $k \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$  можна описати виразом:

$$x_k(n) = \sqrt{\frac{1}{N}} \exp\left(j\pi \cdot \frac{n^2 + 2kn}{N}\right) \quad (3)$$

Таким чином, послідовність  $x_k(n)$  є одиничним FSCM-символом і містить  $f$  біт даних, які кодується початковим значенням частоти символу.

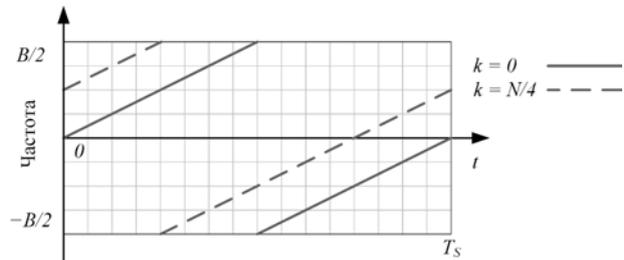


Рис. 1. Циклічний зсув частоти ЛЧМ-послідовності

Демодуляцію FSCM-символу виконують наступним чином. Спочатку прийнятий символ перемножується з сигналом  $x_0^*(n)$ , комплексно спряженим з базовим ЛЧМ-імпульсом  $x_0(n)$ . Результатом множення є гармонійний сигнал з відносною частотою  $k/N$ . Для визначення значення частоти використовують алгоритм дискретного перетворення Фур'є (ДПФ). Результатом ДПФ є вектор  $\mathbf{R}$  розмірністю  $2^f \times 1$ . Визначення частоти  $k/N$ , а отже і значення переданих даних здійснюється шляхом пошуку елемента вектора  $\mathbf{R}$  з максимальною амплітудою:  $k = \arg \max(\text{abs}(\mathbf{R}))$ .

Розглянемо вплив корельованої завади на модуляцію FSCM. Після перетворення Фур'є амплітудний спектр суми корисного сигналу і завади матиме два локальних максимуми: один з них відповідає зсуву частоти символу корисного сигналу, інший – зсуву частоти символу завади. Якщо ширина смуги, тривалість ЛЧМ-сигналу і центральна частота корисного сигналу і завади співпадають, то співвідношення між ними у амплітудному спектрі визначається співвідношенням їх потужності на вході приймача. Оскільки демодулятор визначає зсув частоти символу, як частоту, якій відповідає відлік з максимальною амплітудою у спектрі, то зсув частоти буде визначено невірно і корисні дані будуть втрачені.

Таким чином, метод модуляції FSCM має досить низьку стійкість до корельованих завад – 0 дБ, тобто при мінімальній перевищенні потужності завади над потужність корисного сигналу на

вході приймача канал зв'язку стає непрацездатним. Тому актуальною задачею є пошук методів підвищення стійкості модуляції FSCM до корельованих завад.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** В публікаціях [4–7] значну увагу приділено модифікаціям модуляції FSCM з метою збільшення інформаційної ємності символів FSCM і зменшення впливу ненавмисних корельованих завад для можливості роботи декількох каналів зв'язку в межах однієї смуги частот. Ці модифікації включають використання для модуляції інших параметрів ЛЧМ-сигналу крім початкової частоти (напрямку зміни частоти [4], швидкості наростання частоти [5], перестановки сегментів сигналу [6]), а також ускладнення структури FSCM-сигналів за рахунок формування сигналу як суми декількох ЛЧМ-сигналів з різними параметрами [7]. Ці методи дозволяють зменшити рівень взаємних ненавмисних завад, але лише за умови узгодженого використання каналами зв'язку однакової модифікації методу FSCM з різними значеннями параметрів. Крім того, використання жодної з модифікацій не збільшує стійкість до навмисних корельованих завад.

У роботі [8] пропонується наступний метод захисту від корельованої завади для модуляції FSCM: зберігати амплітуду максимального відліку у спектрі за відсутності завади, а при наявності в спектрі декількох локальних максимумів, обирати максимум з амплітудою, найближчою за значенням до збереженої. Очевидно, що такий метод має досить обмежену ефективність, оскільки може працювати лише при одночасному виконанні наступних умов: тимчасова відсутність завади під час наявності корисного сигналу для можливості коректного визначення амплітуди корисного сигналу, суттєва відмінність рівня потужності завади від потужності корисного сигналу на вході приймача, постійний рівень потужності корисного сигналу. В реальних умовах роботи каналу радіозв'язку розраховувати на виконання цих умов не можна, тому варто розглянути можливість підвищення стійкості до корельованих завад іншими методами.

При використанні в якості розширюючої послідовності біфазної послідовності метод підвищення стійкості до ненавмисних і навмисних корельованих завад полягає у виборі розширюючої послідовності для кожного символу з множини послідовностей псевдовипадковим чином [1]. Подібний принцип може бути використаний для розробки методу підвищення стійкості до корельованих завад для модуляції FSCM.

**Постановка завдання.** Метою статті є розробка модифікованого методу модуляції FSCM, який є принципово більш стійким до ненавмисних і навмисних корельованих завад в порівнянні із класичним методом FSCM за рахунок використання частини інформаційної ємності FSCM-символу для захисту від завад, а також порівняння ефективності методу при різних значеннях параметрів модуляції і теоретична оцінка завадостійкості, якої може бути досягнуто

**Виклад основного матеріалу.** Різними авторами було запропоновано методи збільшення інформаційної ємності символу FSCM за рахунок використання додаткових параметрів ЛЧМ-сигналу крім початкової частоти. Було запропоновано використовувати початкову фазу символу [9], напрям зміни частоти [4], швидкість зміни частоти [5], перестановку сегментів [6].

Використання амплітуди і фази FSCM-символу в якості інформаційних параметрів символу теоретично можливо, але є небажаним з наступних причин. Використання амплітуди і фази для кодування суттєвої кількості біт вимагає збільшення співвідношення сигнал/шум, в порівнянні з кодуванням даних зсувом частоти. Якщо один з абонентів є рухомим, амплітуда і фаза сигналу змінюються в часі, і ці зміни потрібно відстежувати і враховувати при демодуляції. Таким чином, використання амплітуди і фази FSCM-символу для кодування даних призводить до суттєвого ускладнення обробки сигналу, тому далі в роботі ці параметри не розглядаються.

Всі параметри FSCM-символу крім кодування даних також можуть бути використані для захисту від корельованих завад. З точки зору методу, який пропонується, для кодування даних та захисту від завад варто розглядати тільки ті параметри FSCM-символу, при використанні яких символи мають низьку взаємну кореляцію, якщо значення параметрів відрізняються. До таких параметрів належать:

- початкове значення частоти;
- швидкість наростання частоти;
- послідовність перестановки сегментів.

Початкове значення частоти є ідеальним параметром з точки зору взаємної кореляції між символами з різними значеннями цього параметра. Якщо інші параметри не використовуються, то символи з різними значеннями початкової частоти мають нульову взаємну кореляцію.

Якщо швидкість наростання частоти задати як параметр  $r$ , то вираз (2) набуде наступного вигляду:

$$x_0^r(n) = \sqrt{\frac{1}{2^f}} \exp\left(j\pi \cdot \frac{rn^2}{N}\right), r \in [1 \dots 2^f - 1] \quad (4)$$

На рис. 2 зображено залежності частоти від часу для ЛЧМ-последовностей з різними значеннями швидкості наростання частоти  $r$ .

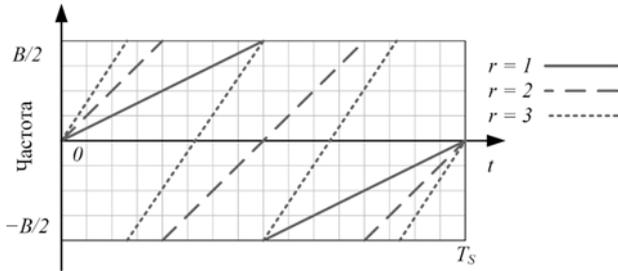


Рис. 2. ЛЧМ-последовності з різними значеннями швидкості наростання частоти

Для класичної модуляції FSCM  $r = 1$ . При використанні  $r$  в якості параметра модуляції, воно не обов'язково повинно бути цілим числом, але якщо  $r$  не є цілим, то потужність сигналу розподілена в смузі частот нерівномірно, а це зменшує скритність і завадостійкість каналу зв'язку, що є небажаним, тому далі в роботі такий випадок не розглядається. Взаємна кореляція між символами з різними значеннями  $r$  має значення близьке до  $1/\sqrt{2^f}$ , але лише за умови, що хоча б одне з пари значень  $r$  є взаємно простим до довжини послідовності  $2^f$ . Якщо ця умова не виконується, значення взаємної кореляції є значно вищим [10]. Для усунення цього обмеження в роботі [11] було запропоновано використовувати в якості послідовності для розширення спектра послідовності Франка-Задова-Чу (англ. Frank-Zadoff-Chu, скор. FZC) [12], довжина яких є простим числом. FZC-последовність визначається виразом

$$F_N^r(n) = \begin{cases} e^{j\frac{\pi}{N}rn(n+1)}, & \text{якщо } N \text{ непарне} \\ e^{j\frac{\pi}{N}rn^2}, & \text{якщо } N \text{ парне} \end{cases}, r = 1 \dots N-1 \quad (5)$$

де значення  $r$ , яке називають коренем FZC-последовності, визначає кількість циклів зміни частоти протягом послідовності, а значення  $k$  визначає початкову частоту послідовності. Якщо  $N$  є простим числом, то вираз (5) дозволяє згенерувати набір з  $N-1$  послідовностей з низькою взаємною кореляцією. Для використання FZC-последовностей сумісно з методом модуляції FSCM довжину послідовності можна обрати як найменше просте число  $N'$ , яке більше за  $2^f$ , і використовувати перші  $2^f$  з  $N'-1$  можливих послідовностей. Крім того, з кожної послідовності потрібно використовувати перші  $2^f$  з  $N'$  відліків. Отримані таким чином скорочені послідовності мають майже такий самий низький рівень взаємної кореляції, як і послідовності повної довжини [10].

Метод кодування даних методом перестановки сегментів полягає у поділі ЛЧМ-последовності на  $k$  сегментів однакової довжини і перестановки цих сегментів у певному порядку [6]. Якщо довжина послідовності  $2^f$ , то значення  $k$  вибирають рівним степені двійки (2, 4, 8, ...). На рис. 3 в якості прикладу зображено символ, отриманий в результаті поділу ЛЧМ-последовності на 8 сегментів і їх перестановки у відповідності до послідовності  $s = [21738465]$ . Кількість біт даних, які можна закодувати послідовністю перестановки сегментів визначається кількістю послідовностей перестановки, які використовуються. Група з  $M = 2^p$  послідовностей перестановки дозволяє закодувати  $p$  біт даних. Взаємна кореляція між символами з різними послідовностями перестановки залежить від кількості співпадаючих сегментів. Але якщо перестановка сегментів використовується спільно з зсувом частоти, то кореляція між символами залежить не тільки послідовностей перестановки, але і від початкової частоти символів, оскільки для будь-якої пари послідовностей перестановки існує взаємний зсув частоти при якому мінімум один з сегментів буде співпадати по часу і частоті у обох послідовностей. Однією з актуальних задач є пошук груп послідовностей перестановки, максимальна взаємна кореляція між якими не перевищує певного значення при довільних значеннях зсуву частоти символів. В роботі [13] було запропоновано метод для пошуку груп послідовностей перестановки сегментів максимального об'єму і з заданим рівнем максимальної взаємної кореляції при довільних значеннях початкових частот символів.

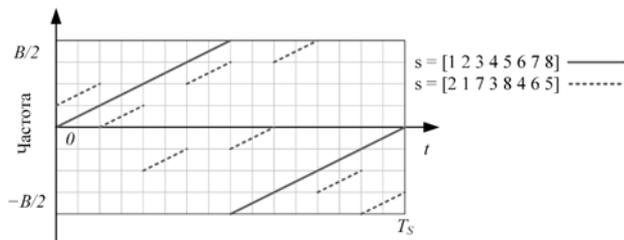


Рис. 3. Перестановка сегментів ЛЧМ-последовності

Розглянемо в спрощеному вигляді процес модуляції і демодуляції символів FSCM при одночасному використанні для передачі даних трьох параметрів, описаних вище (рис. 4, 5).

Значення параметрів кожного символу визначаються  $(2f+p)$  бітами даних. Перші  $f$  бітів визначають корінь  $r$  скороченої FZC-последовності  $F_N^r(n)$ :

$$x_r(n) = F_N^r(n) \quad (6)$$

Далі відбувається зсув послідовності по частоті, величина якого  $k$  визначається наступними  $f$  бітами:

$$x_{r,k}(n) = F_N^r(n) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (7)$$

Потім сегменти послідовності переставляються у відповідності до послідовності  $s$ , яка визначається останніми  $p$  бітами:

$$x_{r,k,s}(n) = InterI(s, x_{r,k}(n)) \quad (8)$$

де  $InterI$  позначає функцію перестановки сегментів.

При демодуляції прийнятого символу  $y(n)$  спочатку виконується перестановка сегментів у зворотному порядку для всіх послідовностей перестановки  $\{s_1, \dots, s_M\}$ :

$$y_i(n) = DeinterI(s_i, y(n)), i = 1 \dots M \quad (9)$$

Далі кожна з отриманим таким чином  $M$  послідовностей перемножується з  $N$  послідовностями, комплексно спряженими до групи скорочених FZC-послідовностей, які використовувались при модуляції:

$$y_{i,j}(n) = y_i(n) F_N^{*j}(n), i = 1 \dots M, j = 1 \dots N \quad (10)$$

Потім до отриманих  $N \times M$  послідовностей застосовується перетворення Фур'є

$$Y_{i,j}(k) = FFT(y_{i,j}(n)), i = 1 \dots M, j = 1 \dots N \quad (11)$$

результатом якого є матриця  $\mathbf{R}$  розмірністю  $N \times N \times M$ . Далі виконують пошук елемента матриці  $\mathbf{R}$  з максимальною амплітудою. Індеси знайденого елемента є оцінкою значень параметрів, які використовувались при модуляції:

$$\{\hat{k}, \hat{r}, \hat{s}\} = argmax(abs(\mathbf{R})) \quad (12)$$

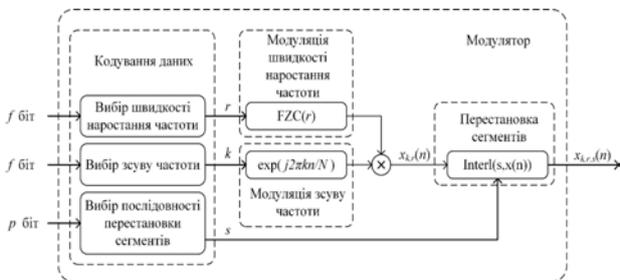


Рис. 4. Структурна схема модулятора

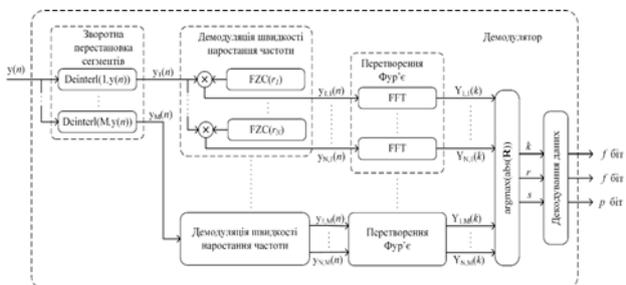


Рис. 5. Структурна схема демодулятора

Метод підвищення стійкості до корельованих завад, який пропонується, полягає в наступному.

З множини параметрів, доступних для модуляції символу FSCM, обирають не менше двох. Множину обраних параметрів ділять на дві підмножини:  $\mathbf{a}$  і  $\mathbf{b}$ . Параметри підмножини  $\mathbf{a}$  використовують для захисту від корельованих завад, параметри підмножини  $\mathbf{b}$  використовують для передачі інформації. Значення параметрів підмножини  $\mathbf{a}$  у  $i$ -тому символі визначається псевдовипадковою послідовністю  $f(i)$ , відомою передавачу і приймачу:

$$a_i = f(i) \quad (13)$$

Значення параметрів підмножини  $\mathbf{b}$  визначається даними, які необхідно передати через канал зв'язку. Приймач під час демодуляції сигналу використовує апріорну інформацію про значення параметрів підмножини  $\mathbf{a}$  для виділення підматриці  $\mathbf{R}'$  з матриці  $\mathbf{R}$ :

$$\mathbf{R}' = (\mathbf{R}_{ab})_{a=a_i} \quad (14)$$

Для визначення значення параметрів групи  $\mathbf{b}$  використовують індеси елемента  $\mathbf{R}'$  з максимальною амплітудою:

$$\{\hat{b}\} = argmax(abs(\mathbf{R}')) \quad (15)$$

За умови рівномірної ймовірності значень параметрів групи  $\mathbf{a}$  ймовірність передачі джерелом завади символу зі значеннями параметрів групи  $\mathbf{a}$ , які співпадають з  $a_i$ , дорівнює

$$v = \frac{1}{\prod_{j=1}^n x_j} \quad (16)$$

де  $x_j$  – кількість можливих значень, які може приймати  $j$ -тий параметр групи  $\mathbf{a}$ ,  $n$  – кількість параметрів в групі  $\mathbf{a}$ .

Розглянемо систему зв'язку на основі модуляції FSCM, яка використовує три параметри символу для передачі даних: початкове значення частоти, послідовність перестановки сегментів, напрям і швидкість наростання частоти. В якості параметру швидкості наростання частоти використовуються корені перших  $2^f$  скорочених FZC-послідовностей з довжиною, яка є найближчим простим числом до  $2^f$  зверху. В якості послідовностей перестановки використовуються перші 16 послідовностей з групи 8-сегментних послідовностей з рівнем взаємної кореляції  $\leq 0.25$  [13].

З метою оцінки ефективності запропонованого методу захисту від активних корельованих завад, виконано математичне моделювання процесів модуляції, проходження через канал зв'язку з білим гаусовим шумом, додавання завади і демодуляції у системі зв'язку з FSCM-

сигналами. Моделювання виконано для різних комбінацій параметрів для порівняння їх ефективності при значеннях розширюючого фактору  $f = 7$  і  $f = 11$ . Помилки частотної і часової синхронізації при демодуляції вважаються рівними нулю. Параметри сигналу завади (ширина смуги частот, центральна частота, розширюючий фактор) співпадають з параметрами корисного сигналу. Для модуляції символів завади використовується той самий набір параметрів, як і для корисного сигналу, але використовуються випадкові дані. Співвідношення сигнал/шум у каналі зв'язку має фіксоване значення 20 дБ.

В якості кількісного критерію оцінки ефективності захисту від впливу корельованої завади використовується залежність ймовірності бітової помилки (англ. bit error rate, скор. BER) при демодуляції символів від співвідношення сигнал/завада (англ. signal-to-interference ratio, скор. SIR). Результати моделювання для системи зв'язку з розширюючими факторами 7 і 11 з різними комбінаціями параметрів, які використовуються для захисту від завад і передачі даних, наведені на рис. 6–7.

Для умовного позначення параметрів символу використані наступні скорочення: початкова частота – FS (англ. frequency shift), швидкість наростання частоти – CR (англ. chirp rate), послідовність перестановки – IC (англ. interleaved chirp). Кожна комбінація має вигляд кортежу з двох елементів, розділених комою. Перший елемент кортежу позначає параметри, які використовуються для захисту, другий елемент позначає параметри, які використовуються для кодування даних.

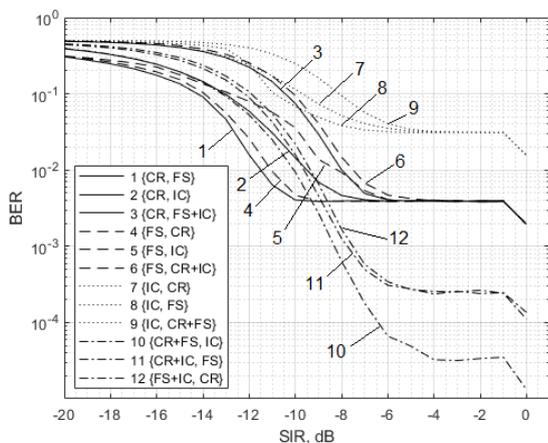


Рис. 6. Залежність ймовірності бітової помилки від співвідношення сигнал/завада при різних комбінаціях параметрів для розширюючого фактора  $f = 7$

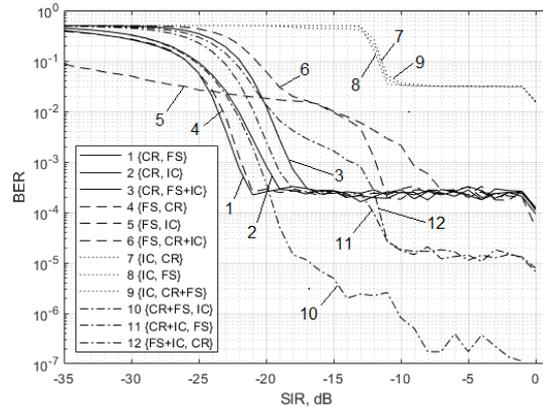


Рис. 7. Залежність ймовірності бітової помилки від співвідношення сигнал/завада при різних комбінаціях параметрів для розширюючого фактора  $f = 11$

Використання для захисту від корельованих завад параметрів з меншою взаємною кореляцією між символами і більшою кількістю можливих значень (початкова частота і швидкість наростання частоти) очікувано дозволяє зменшити ймовірність помилкової демодуляції символу, тобто досягнути кращого захисту від впливу завади ніж використання параметрів з більшою взаємною кореляцією і меншою кількістю можливих значень (послідовність перестановки сегментів).

При відносно високих співвідношеннях сигнал/завада ймовірність помилки узгоджується з формулою (16) з урахуванням того, що ймовірність бітової помилки в загальному випадку вдвічі менша за ймовірність символної помилки. При відносно низьких співвідношеннях сигнал/завада проявляється вплив ненульової взаємної кореляції між символами з різними значеннями швидкості наростання частоти і послідовності перестановки сегментів, внаслідок чого ймовірність помилки зростає із збільшенням потужності завади.

Різні комбінації параметрів демонструють різний характер залежності ймовірності помилки від співвідношення сигнал/завада при різних значеннях розширюючого фактору, і, крім того, мають різну спектральну ефективність. Жодна з комбінацій не є оптимальною, тому для вибору конкретної комбінації параметрів і розширюючого фактору системи зв'язку потрібно керуватись значеннями наступних величин:

- а) максимальний рівень ймовірності помилки  $BER_{max}$ ;
- б) мінімальне співвідношення сигнал/завада  $SIR_{min}$ ;
- в) мінімальна спектральна ефективність  $(R/B)_{min}$ .

Максимальний допустимий рівень ймовірності помилки може знаходитись в межах від  $10^{-4}$  до  $10^{-2}$  в залежності від методів і параметрів завадозахищеного кодування, які використовуються в системі зв'язку для корекції помилок.

Вирішальний вплив  $BER_{max}$  на вибір комбінації параметрів для захисту і передачі даних спостерігається для розширюючого фактору  $f = 7$  (рис. 6). При значенні  $BER_{max} = 10^{-2}$  такими комбінацією є  $\{CR, FS\}$ . При значенні  $BER_{max} = 10^{-4}$  єдиним вибором є комбінація  $\{CR+FS, IC\}$ . При значенні  $BER_{max} = 10^{-3}$  ця комбінація параметрів також є найкращою з точки зору завадостійкості, але комбінація  $\{CR+IC, FS\}$  також може бути розглянута, оскільки при гіршій завадостійкості лише на 0,6 дБ має значно вищу спектральну ефективність (символ  $\{CR+IC, FS\}$  містить  $f = 7$  біт даних, а символ  $\{CR+FS, IC\}$  містить  $p = 4$  біт даних).

При значенні розширюючого фактору  $f = 11$  (рис. 7) граничне значення  $BER_{max} \approx 4 \times 10^{-3}$ . Якщо допустима ймовірність помилки вище цього рівня, найбільш завадостійкою комбінацією параметрів є  $\{CR, FS\}$ , якщо нижче – найбільш завадостійкою є комбінація  $\{CR+FS, IC\}$ .

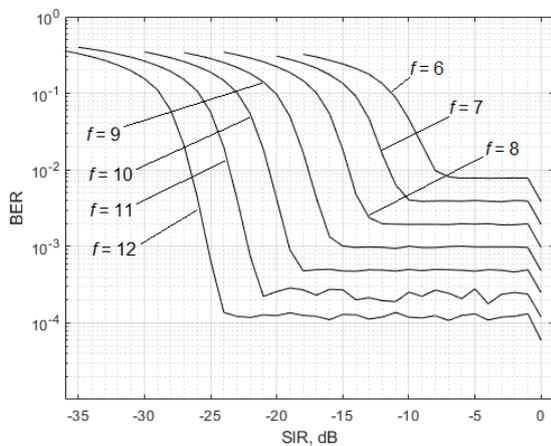


Рис. 8. Залежності ймовірності помилки від співвідношення сигнал/завада для комбінації  $\{CR, FS\}$  при значеннях розширюючого фактору від 6 до 12

Загалом комбінація  $\{CR, FS\}$  (рис. 8) є оптимальним вибором для систем з відносно високою завадостійкістю і високою допустимою ймовірністю бітової помилки (а отже більш складними методами завадостійкого кодування і високим вимогами до обчислювальних можливостей апаратури). Для систем з відносно низькою завадостійкістю і низькою ймовірністю бітової помилки (а отже простими методами завадозахищеного кодування і низькими вимогами до апаратури)

оптимальним вибором є комбінація  $\{CR+FS, IC\}$  або  $\{CR+IC, FS\}$ .

Всі параметри системи радіозв'язку є пов'язаними між собою, тому вибір розширюючого фактору і оптимальної комбінації параметрів для захисту і передачі даних є комплексною задачею, що залежить від багатьох змінних. Ця задача має вирішуватись на етапі проектування конкретної системи зв'язку на основі вимог до технічних параметрів системи (швидкість передачі даних, смуга частот, завадостійкість, складність і вартість апаратури тощо).

**Висновки.** У публікації запропоновано метод підвищення стійкості до корельованих завад для модуляції на основі FSCM з можливістю використання трьох параметрів символу для модуляції: початкової частоти, швидкості наростання частоти і послідовності перестановки сегментів. Метод полягає у використанні частини параметрів символу для захисту від корельованих завад шляхом модуляції цих параметрів псевдовипадковими даними, які є відомими передавачу і приймачу. Приймач при демодуляції символів використовує дані про те, які параметри використовуються для захисту від завад і які дані були використані для їх модуляції для селекції з кореляційної матриці елементів з правильним значенням відповідного параметра для їх подальшої обробки.

За допомогою математичного моделювання виконано дослідження ефективності методу при використанні різних комбінацій параметрів символу, які використовуються для захисту від завад і передачі даних. Встановлено, що найбільшу ефективність з точки зору захисту від потужних корельованих завад при допустимій ймовірності бітової помилки  $BER_{max} = 10^{-2}$  має використання швидкості наростання частоти для захисту від завад і початкової частоти для кодування даних, а при значеннях  $BER_{max} = 10^{-4}$  найбільшу ефективність має використання швидкості наростання частоти і початкової частоти для захисту від завад і послідовності перестановки сегментів для кодування даних.

Методу захисту від корельованих завад, який пропонується, при використанні швидкості наростання частоти для захисту від завад і початкової частоти для кодування даних і ймовірності помилки  $10^{-2}$  забезпечує швидкість передачі даних на рівні стандартної модуляції FSCM при значеннях співвідношення сигнал/завада від  $-8$  до  $-26,5$  дБ при значеннях розширюючого фактору від 6 до 12 відповідно.

## Список літератури:

1. Torrieri D. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems, Second Edition. New York : Springer, 2011. 592 p.
2. Zepernick H.-J., Finger A. Pseudo Random Signal Processing: Theory and Application. Chichester : John Wiley & Sons, 2005. 414 p.
3. Vangelista L. Frequency shift chirp modulation: The LoRa modulation. *IEEE Signal Processing Letters*. 2017. Vol. 24, № 12. P. 1818–1821. DOI: 10.1109/LSP.2017.2762960.
4. Hanif M., Nguyen H. Slope-Shift Keying LoRa-Based Modulation. *IEEE Internet of Things Journal*. 2020. Vol. 8(1). P. 211–221. DOI: 10.1109/JIOT.2020.3004318.
5. Bizon Franco de Almeida I., Chafii M., Nimr A., Fettweis G. Alternative chirp spread spectrum techniques for LPWANs. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*. 2021. Vol. 5, № 4. P. 1846–1855. DOI: 10.1109/TGCN.2021.3085477.
6. Elshabrawy T., Robert J. Interleaved chirp spreading lora-based modulation. *IEEE Internet of Things Journal*. 2019. Vol. 6(2). P. 3855–3863. DOI: 10.1109/JIOT.2019.2892294.
7. Hanif M., Nguyen H. Frequency-shift chirp spread spectrum communications with index modulation. *IEEE Internet of Things Journal*. 2021. Vol. 8, № 24. P. 17611–17621. DOI: 10.1109/JIOT.2021.3081703.
8. Hou N., Xia X., Zheng Y. Jamming of LoRa PHY and Countermeasure. *IEEE INFOCOM 2021 – IEEE Conference on Computer Communications* (Vancouver, BC, Canada, 2021). P. 1–10. DOI: 10.1109/INFOCOM42981.2021.9488774.
9. Bomfin R., Chafii M., Fettweis G. A novel modulation for IoT: PSK-LoRa. *2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference* (Kuala Lumpur, Malaysia, 2019). P. 1–5. DOI: 10.1109/VTCSpring.2019.8746470.
10. Zhu X., Zhang M., Cai G., He J., Kaddoum G. Design of A New Multiple-Chirp-Rate Index Modulation for LoRa Networks. URL: <https://arxiv.org/abs/2507.14228> (дата звернення 20.07.2025).
11. Vangelista L., Jechoux B., Canonici J.-X., Zorzi M. Golden Modulation: A New and Effective Waveform for Massive IoT. *IEEE Transactions on Communications*. 2024. Vol. 72, № 4. P. 1938–1948. DOI: 10.1109/TCOMM.2023.3342821.
12. Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1972. Vol. 18, № 4, P. 531–532. DOI: 10.1109/TIT.1972.1054840.
13. Гончаров О. А., Шпилька О. О. Метод пошуку груп послідовностей перестановки максимального розміру із заданим рівнем взаємної кореляції для модуляції IC-FSCM. *Вісті вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*. 2024. Т. 67, № 10. С. 567–577. DOI: 10.20535/S002134702409005X.

### Honcharov O.A., Shpylka O.O. IMPROVEMENT OF CORRELATED INTERFERENCE IMMUNITY FOR FSCM-LIKE MODULATION

The article discusses methods of modulation of spread spectrum signals based on linear frequency modulation signals (LFM chirps), influence of correlated interference on them and proposes method to increase the correlated interference immunity. For data encoding in modulation based on LFM signals, the initial value of the LFM signal frequency is most often used (FSCM method). If the source of interference uses an LFM signal with the same frequency band and duration as the transmitter, but a different initial frequency and higher power, then the demodulator will incorrectly determine the initial frequency of the useful signal and will not decode the data from the transmitter's message. Other signal parameters that can be used to increase the information capacity of a symbol in addition to the initial frequency of the LFM signal are the chirp rate and the interleaving sequence of LFM signal segments. The resistance of the communication channel to the influence of correlated interference can be significantly increased if at least one of the LFM signal parameters is used to protect against correlated interference ("protective" parameter), and the remaining parameters are used for data transmission ("informational" parameters). The value of the protective parameter in each symbol is pseudo-random, but known to the transmitter and receiver. In the general case, if the source of interference uses the same parameters of the LFM signal for modulation, the probability of coincidence of the interference signal parameters and protective parameters in the useful transmitted symbol is relatively low. During demodulation, the receiver uses the known value of the protective parameter to reduce the dimensionality of the search space for a solution to the problem of estimating the value of the information parameters of the symbol and thus reduces the probability of error in the presence of a correlated interference signal. By means of mathematical modeling, an assessment of the increase in resistance to correlated interference when using different parameters of the LFM signal as protective and informational was performed. It was established that the use of the proposed method allows ensuring the interference immunity of FSCM-like modulation at a level from 8 to 26.5 dB for values of the spreading factor from 6 to 12, respectively, with a bit error probability  $\leq 10^{-2}$ .

**Key words:** spread spectrum signal, interference protection, interference immunity, correlated interference, linear frequency modulation, demodulation, LFM, CSS, FSCM.

Дата надходження статті: 27.11.2025

Дата прийняття статті: 15.12.2025

Опубліковано: 30.12.2025