

DOI: <https://doi.org/10.36910/6775-2524-0560-2026-64-40>

УДК 621.396.6:621.391

Коваленко Олексій Олександрович, начальник інституту

<https://orcid.org/0009-0008-4087-8770>

Івко Сергій Олександрович, к.т.н.

<https://orcid.org/0000-0002-8723-9035>

Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації імені Героїв Крут, м. Київ, Україна

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ РАДІОЛІНІЙ МОБІЛЬНИХ КОМБІНОВАНИХ ЦИФРОВИХ РАДІОСИСТЕМ ІЗ КОМБІНАЦІЄЮ ФМ-ШСС/ППРЧ

Коваленко О. О., Івко С. О. Метод підвищення завадозахищеності радіоліній мобільних комбінованих цифрових радіосистем із комбінацією ФМ-ШСС/ППРЧ. У статті запропоновано метод підвищення завадозахищеності радіоліній мобільних комбінованих цифрових радіосистем (МКЦРС) шляхом спільного застосування фазоманіпульованих широкосмугових сигналів із прямим розширенням спектра (ФМ-ШСС) та псевдовипадкової перебудови робочої частоти (ППРЧ). Метод орієнтовано на когерентне приймання за дії адитивного білого гаусівського шуму та шумоподібної частковосмугової завади. Сформовано математичну модель оцінювання імовірності бітової помилки та порогового відношення потужності завади до потужності корисного сигналу. Запропонований підхід передбачає розмежування кількості станів частотної сітки та кількості спектрально незалежних позицій, окреме врахування імовірнісного внеску ППРЧ і кореляційного виграшу ФМ-ШСС, а також цілочислове визначення найнебезпечнішої кількості уражених позицій. Параметри радіолінії синтезуються за максимінним критерієм, відповідно до якого для кожного допустимого набору визначається мінімальне порогове відношення за всіма фізично допустимими варіантами частковосмугового ураження, після чого обирається набір параметрів, що забезпечує найбільше значення цього порога. Реалізаційні втрати враховуються через зменшення ефективного виграшу кореляційного оброблення. Такий підхід запобігає подвійному врахуванню частотного ресурсу та забезпечує узгоджене визначення параметрів ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії. Наукова новизна полягає у поєднанні параметричного синтезу з дискретним пошуком найнебезпечнішого режиму частковосмугового ураження та розділним урахуванням механізмів підвищення завадозахищеності, зумовлених ППРЧ і ФМ-ШСС в межах єдиної математичної моделі. Аналітичні результати перевірено імітаційним моделюванням, яке підтвердило узгодженість розрахункового та імітаційного оцінювання порогового режиму. Отримані результати можуть бути використані для параметричного синтезу завадозахищених радіоліній МКЦРС.

Ключові слова: комбінована радіосистема, ФМ-ШСС, ППРЧ, завадозахищеність, частковосмугова завада, бітова помилка, завада/сигнал.

Kovalenko O., Ivko S. Method for Improving the Anti-Jamming Performance of Radio Links in Mobile Combined Digital Radio Systems Using Combined PSK-DSSS/FHSS Signals. The paper proposes a method for improving the anti-jamming performance of radio links in mobile combined digital radio systems (MCDRS) through the joint application of phase-shift-keyed wideband signals with direct-sequence spreading (PSK-DSSS) and pseudorandom frequency hopping (FHSS). The method is intended for coherent reception under additive white Gaussian noise and partial-band noise jamming. A mathematical model is developed to evaluate the bit error probability and the threshold jammer-to-signal power ratio. The proposed approach distinguishes between the number of frequency-grid states and the number of spectrally independent positions, separately accounts for the probabilistic contribution of frequency hopping and the correlation processing gain of PSK-DSSS, and determines the most detrimental number of jammed positions through integer optimization. Radio-link parameters are synthesized using a maximin criterion, whereby the minimum threshold ratio is determined for each admissible parameter set across all physically feasible partial-band jamming configurations, after which the parameter set providing the highest threshold is selected. Implementation losses are incorporated through a reduction in the effective correlation processing gain. This approach prevents double counting of the frequency resource and ensures coordinated determination of PSK-DSSS/FHSS radio-link parameters. The scientific novelty lies in combining parameter synthesis with a discrete search for the most detrimental partial-band jamming scenario and separately accounting for the anti-jamming mechanisms associated with FHSS and PSK-DSSS within a single mathematical model. The analytical results are verified through simulation, which confirms the consistency between analytical and simulation-based assessments of the threshold condition. The results can be used for the parameter synthesis of anti-jamming radio links in MCDRS.

Keywords: combined radio system, PSK-DSSS, FHSS, anti-jamming performance, partial-band jamming, bit error, jammer-to-signal ratio.

Постановка наукової проблеми. Мобільні комбіновані цифрові радіосистеми (МКЦРС) функціонують за змінної топології мережі, переміщення абонентів, дефіциту частотного ресурсу та можливого цілеспрямованого радіоелектронного впливу [1]. Для таких систем критичними є не лише пропускна здатність, а й збереження працездатності радіолінії та заданої якості передавання за дії навмисних завад. Одним із технічних напрямів протидії навмисним завадам є вдосконалення структури сигналу та узгоджений вибір параметрів радіолінії [2]. У межах цього напряму застосовуються комбіновані сигнальні конструкції, що поєднують фазоманіпульований широкосмуговий сигнал з прямим розширенням спектра (ФМ-ШСС) і псевдовипадкову перебудову робочої частоти (ППРЧ) [3].

Застосування ППРЧ дає змогу обмежити тривалість перебування сигналу на одній частотній

позиції, проте за обмеженої смуги перебудови не усуває впливу частковосмугової завади, ефективність якої залежить від частки уражених частотних позицій і розподілу потужності завади між ними [4]. Кореляційне оброблення ФМ-ШСС забезпечує послаблення шумоподібної завади, однак збільшення бази прямого розширення спектра (ПРС) за заданої бітової швидкості інформаційної послідовності потребує підвищення чипової швидкості розширювальної послідовності, що призводить до збільшення миттєвої смуги ФМ-ШСС і підвищує вимоги до точності кодової синхронізації [5].

Окреме застосування ФМ-ШСС або ППРЧ не усуває всіх зазначених обмежень. Комбінація ФМ-ШСС/ППРЧ дає змогу поєднати кореляційне послаблення завади під час ПРС з імовірнісним ефектом частотного розосередження ППРЧ [3]. Проте параметри цих механізмів є взаємозалежними, оскільки ширина спектра ФМ-ШСС з урахуванням захисного частотного інтервалу визначає мінімальне рознесення спектрально незалежних позицій [3], а зі збільшенням швидкості перебудови робочої частоти зростають вимоги до швидкодії тракту частотної перебудови й згортання ФМ-ШСС та точності синхронізації [6]. За цих умов номінальну кількість частотних станів ППРЧ і базу ПРС не можна розглядати як незалежні множники розрахункового виграшу, оскільки збільшення ширини спектра ФМ-ШСС зменшує кількість спектрально незалежних позицій у заданій смузі перебудови, а їх безпосереднє перемноження може призвести до подвійного врахування одного й того самого частотного ресурсу.

Наукова проблема полягає в недостатній формалізації спільного вибору параметрів ФМ-ШСС і ППРЧ для радіоліній МКЦРС за обмеженого частотного ресурсу та дії частковосмугової завади. Розв'язання цієї проблеми потребує встановлення взаємозв'язку між базою ПРС, параметрами частотної сітки, кількістю спектрально незалежних і уражених частотних позицій, допустимою імовірністю бітової помилки й реалізаційними втратами.

Актуальність дослідження зумовлена необхідністю забезпечення заданого рівня завадозахищеності радіоліній МКЦРС за цілеспрямованого радіоелектронного впливу в умовах обмеженого частотного ресурсу.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Удосконалення ППРЧ-систем значною мірою спрямоване на ефективніше використання доступних частотних позицій та адаптацію закону перебудови до сигнально-завадової обстановки. Зокрема, у [7] підвищення інформаційної ефективності ППРЧ без пропорційного розширення частотного ресурсу досягнуто завдяки оптимізації використання доступної множини частотних позицій. Рациональний вибір частотних позицій також забезпечується урахуванням імовірності їх зайнятості первинними користувачами, що дає змогу спрямовувати перебудову на доступні ділянки спектра [8]. Водночас у зазначених підходах не розглядається узгоджене формування параметрів комбінованого ФМ-ШСС/ППРЧ-сигналу.

Подальший розвиток адаптивного керування ППРЧ пов'язаний із застосуванням методів штучного інтелекту, зокрема глибокого навчання з підкріпленням [9]. Це дає змогу адаптувати закон ППРЧ до змінної завадової обстановки шляхом формування стратегії вибору наступної частотної позиції за результатами спостереження поточного стану спектра. Для систем зі швидкою ППРЧ аналогічні алгоритми забезпечують оперативне формування частотної послідовності відповідно до стану каналів і характеру завади [10]. Разом із тим результатом таких методів є адаптивна стратегія частотного перемикування, тоді як параметри ПРС та умови формування спектрально незалежних частотних позицій залишаються заданими характеристиками системи.

Інший напрям досліджень пов'язаний із модифікацією структури ППРЧ-сигналу [11]. Проведені дослідження показали, що багатопослідовнісна перебудова підвищує варіативність частотного маневрування за рахунок використання кількох частотних послідовностей. Така структура розширює можливості протидії завадам, проте не визначає умови узгодження частотного рознесення з шириною спектра ФМ-ШСС. У роботі [12] запропоновано метод синтезу нелінійних сигналів із ППРЧ та наведено результати аналізу їхніх структурних властивостей. Показано, що розподіл частотних елементів між рознесеними частотними діапазонами дає змогу сформувати ППРЧ-сигнали з необхідною базою та поліпшеними структурними властивостями, орієнтованими на підвищення завадозахищеності, імітостійкості й скритності систем зв'язку. Водночас узгодження параметрів такого синтезу з шириною спектра ФМ-ШСС і кількістю спектрально незалежних позицій потребує окремого розгляду.

Самостійний напрям становлять методи виявлення ППРЧ-сигналів за наявності шуму, досліджені у [13]. Зменшення обчислювальних витрат під час виявлення забезпечується

застосуванням непараметричного амплітудного підходу. Запропонований метод спрощує процедуру виявлення ППРЧ-сигналу, однак не охоплює задачі синтезу його частотних та енергетичних параметрів.

Теоретичною основою формування ФМ-ШСС-складової запропонованого методу є положення теорії прямого розширення спектра щодо залежності виграшу кореляційного оброблення від бази ПРС та впливу параметрів розширювальної послідовності на характеристики мобільної радіолінії, узагальнені у [14]. Проте у роботі не розглянуто спільне застосування ПРС і ППРЧ з урахуванням спектральної незалежності та частковосмугового ураження частотних позицій.

Для оцінювання характеристик систем передавання інформації за умов радіоелектронного впливу застосовується статистичне імітаційне моделювання [15]. Метод статистичних випробувань дає змогу отримувати залежності імовірності бітової помилки від енергетичних параметрів сигналу та завади й може використовуватися для перевірки аналітичних моделей.

У роботі [3] досліджено гібридну систему ФМ-ШСС/ППРЧ, для якої виконано оптимізацію параметрів за критерієм мінімізації імовірності бітової помилки з урахуванням ресурсних обмежень. Показано переваги спільного застосування двох механізмів розширення спектра за дії шуму та навмисних завад. Водночас у цьому підході не формалізовано розмежування кількості станів частотної сітки та спектрально незалежних позицій і не розглянуто дискретний пошук найнебезпечнішого режиму частковосмугового ураження, що потребує окремого дослідження.

Проведений порівняльний аналіз підтверджує, що відомі підходи вдосконалюють окремі складові завадозахищених радіоліній, однак не формують єдиної процедури узгодженого параметричного синтезу ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії.

Метою дослідження є розроблення та обґрунтування методу підвищення завадозахищеності радіоліній МКЦРС на основі комбінованого ФМ-ШСС/ППРЧ-сигналу з когерентним прийманням за дії адитивного білого гаусівського шуму та шумоподібної частковосмугової завади.

Об'єкт дослідження – процес забезпечення завадозахищеності радіоліній МКЦРС із комбінованим ФМ-ШСС/ППРЧ-сигналом за дії адитивного білого гаусівського шуму та шумоподібної частковосмугової завади.

Предмет дослідження – метод підвищення завадозахищеності ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії та залежності середньої імовірності бітової помилки й порогового відношення завада/сигнал від бази ПРС, кількості спектрально незалежних і уражених позицій та реалізаційних втрат.

Методи дослідження. Використано методи теорії ймовірностей і статистичної теорії радіозв'язку, методи кореляційного оброблення сигналів із ПРС, цілочислової оптимізації, чисельних розрахунків та статистичного імітаційного моделювання.

Запропонований метод розроблено для умов когерентного приймання ФМ-2-сигналу, дії адитивного білого гаусівського шуму та шумоподібної частковосмугової завади, рівномірного вибору спектрально незалежних частотних позицій ППРЧ, рівномірного розподілу потужності завади між ураженими позиціями та врахування реалізаційних неідеальностей через еквівалентні втрати кореляційного оброблення.

Для прийнятої моделі базу ПРС визначають як $B = R_c/R_b$ [5], де R_c – чипова швидкість, кількість елементів розширювальної послідовності за секунду, чип/с; R_b – бітова швидкість інформаційного сигналу, біт/с.

Виклад основного матеріалу й обґрунтування отриманих результатів дослідження. Сутність запропонованого методу полягає в узгодженому синтезі параметрів ФМ-ШСС/ППРЧ для підвищення завадозахищеності радіолінії за обмеженого частотного ресурсу з урахуванням реалізаційних втрат і частковосмугової завади. Для допустимих конфігурацій ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії визначають кількість спектрально незалежних частотних позицій, ефективний виграш кореляційного оброблення та мінімальне порогове відношення потужності завади до потужності корисного сигналу (завада/сигнал) за фізично допустимою цілочисловою кількістю уражених позицій. Перевагу надають конфігурації параметрів із найбільшим значенням мінімального порогового відношення завада/сигнал.

Параметри частотної сітки ППРЧ визначають у межах доступної смуги перебудови, що являє собою частотний ресурс після видалення крайових захисних інтервалів. Кількість станів частотної сітки ППРЧ N_{state} у доступній смузі перебудови визначається як:

$$N_{state} = \left\lfloor \frac{W_{av}}{\Delta f_{grid}} \right\rfloor, \quad (1)$$

де W_{av} – доступна смуга перебудови ППРЧ, Гц; Δf_{grid} – крок частотної сітки ППРЧ, Гц.

Оскільки центральні частоти позицій мають відповідати прийнятій частотній сітці, мінімальний інтервал між спектрально незалежними позиціями Δf_{ind} визначається як:

$$\Delta f_{ind} = \Delta f_{grid} \left\lceil \frac{W_s + W_g}{\Delta f_{grid}} \right\rceil, \quad (2)$$

де W_s – ширина спектра ФМ-ШСС на одній частотній позиції, Гц; W_g – сумарний захисний частотний інтервал, Гц.

З урахуванням мінімального рознесення, визначеного за (2), кількість спектрально незалежних позицій N_{ind} становить:

$$N_{ind} = \left\lfloor \frac{W_{av}}{\Delta f_{ind}} \right\rfloor. \quad (3)$$

Оскільки $\Delta f_{ind} \geq \Delta f_{grid}$, зі співвідношень (1) і (3) отримуємо $N_{ind} \leq N_{state}$.

За рівноймовірного використання спектрально незалежних позицій та ураження k із N_{ind} позицій імовірність ураження поточної позиції становить k/N_{ind} . Середня імовірність бітової помилки P_b визначається як:

$$P_b = \frac{k}{N_{ind}} P_b^J + \left(1 - \frac{k}{N_{ind}}\right) P_b^0, \quad (4)$$

де $P_b^0 = Q(\sqrt{2\gamma_0})$ – умовна імовірність бітової помилки на неуразеній позиції; $P_b^J = Q(\sqrt{2\gamma_J})$ – умовна імовірність бітової помилки на ураженій позиції для когерентного ФМ-2-приймання [14]; $Q(\cdot)$ – гаусова Q -функція [16]; $\gamma_0 = E_b/N_0$ – відношення енергії біта до спектральної густини потужності теплового шуму; E_b – енергія біта, Дж; N_0 – спектральна густина потужності теплового шуму, який у прийнятій моделі розглядається як адитивний білий гаусівський шум, Вт/Гц; γ_J – ефективне відношення енергії біта до сумарного впливу шуму та завади на ураженій позиції.

Для прямокутних чипів реалізаційні втрати визначаються за нормованою часовою похибкою кодової синхронізації ε_t , залишковою фазовою похибкою ε_φ та часткою інтервалу кореляційного накопичення ε_{tr} , виключеною через перехідні процеси після перебудови робочої частоти [5, 6]. Для $|\varepsilon_t| < 1$, $|\varepsilon_\varphi| < \pi/2$ і $0 \leq \varepsilon_{tr} < 1$ складові втрат визначаються як:

$$\begin{aligned} L_{code} &= -20 \log_{10}(1 - |\varepsilon_t|), \\ L_\varphi &= -20 \log_{10}(\cos|\varepsilon_\varphi|), \\ L_{tr} &= -10 \log_{10}(1 - \varepsilon_{tr}), \end{aligned} \quad (5)$$

де L_{code} – втрата, зумовлена часовою похибкою кодової синхронізації, дБ; L_φ – втрата, зумовлена залишковою фазовою похибкою, дБ; L_{tr} – втрата, зумовлена перехідними процесами після перебудови робочої частоти, дБ. Сумарні реалізаційні втрати L_s за складовими, визначеними в (5), становлять $L_s = L_{code} + L_\varphi + L_{tr}$.

Відповідно до принципу виграшу кореляційного оброблення сигналів із прямим розширенням спектра [5], ефективний виграш кореляційного оброблення становить:

$$G_{eff} = B 10^{-L_s/10}. \quad (6)$$

Оскільки сумарна потужність завади P_J рівномірно розподіляється між k ураженими позиціями, на одну позицію припадає потужність P_J/k . З урахуванням ефективного виграшу кореляційного оброблення (6) її еквівалентний внесок зменшується в G_{eff} разів. Тому в прийнятій еквівалентній моделі відношення енергії біта до сумарної спектральної густини шуму та завади на ураженій позиції визначається як:

$$\gamma_J(k, \rho) = \left(\gamma_0^{-1} + \frac{\rho}{k G_{eff}} \right)^{-1}, \quad (7)$$

де $\rho = P_J/P_s$ – відношення сумарної потужності завади P_J до потужності корисного сигналу P_s на вході приймача.

За граничної умови $P_b = P_{req}$ зі співвідношення (4) отримуємо допустиме значення умовної імовірності бітової помилки на ураженій позиції:

$$A_k = P_b^J = \frac{N_{ind} P_{req} - (N_{ind} - k) P_b^0}{k}, \quad (8)$$

де P_{req} – задане гранично допустиме значення середньої імовірності бітової помилки, що визначає вимогу до достовірності передавання інформації, $P_b^0 < P_{req} < 1/2$.

З урахуванням P_b^J зі співвідношень (7) і (8) отримуємо порогове відношення завада/сигнал за ураження k позицій:

$$\rho_k = k G_{eff} \left[\frac{2}{(Q^{-1}(A_k))^2} - \frac{1}{\gamma_0} \right]. \quad (9)$$

Для цілочислового пошуку враховуються лише ті значення k , для яких величини A_k та ρ_k є фізично допустимими. Множина таких значень визначається як:

$$\mathcal{K} = \left\{ k \in \{1, \dots, N_{ind}\}: 0 < A_k < \frac{1}{2}, \rho_k \geq 0 \right\}. \quad (10)$$

Найнебезпечніша кількість уражених позицій для (9) визначається цілочисловою мінімізацією порогового відношення на допустимій множині (10):

$$k_{opt} = \arg \min_{k \in \mathcal{K}} \rho_k, \quad \rho_{th} = \rho_{k_{opt}} = \min_{k \in \mathcal{K}} \rho_k. \quad (11)$$

де k_{opt} – кількість уражених позицій, за якої для досягнення заданої допустимої імовірності бітової помилки P_{req} потрібне найменше порогове відношення завада/сигнал ρ_k . Такий режим у межах прийнятої моделі є найнебезпечнішим для радіолінії.

Для кожного допустимого набору параметрів ФМ-ШСС/ППРЧ величина ρ_{th} характеризує найменше порогове відношення завада/сигнал у найнебезпечнішому режимі часткового ураження. За однакових вимог до достовірності передавання, доступної смуги перебудови робочої частоти та умов приймання перевагу надають набору параметрів із найбільшим значенням ρ_{th} , що забезпечує їх узгоджений вибір за критерієм заводозахисності.

Для формалізації зовнішнього етапу синтезу позначимо через θ допустимий набір взаємопов'язаних параметрів ФМ-ШСС/ППРЧ, що включає B , W_s , Δf_{grid} і W_g , а через Θ – множину таких наборів, що задовольняють задані сигнальні, частотні та реалізаційні обмеження. Компоненти θ не розглядаються як незалежні, а їх допустимі поєднання визначаються

співвідношеннями моделі. Тоді параметри синтезують за максимінним критерієм:

$$\theta^* = \arg \max_{\theta \in \Theta} \rho_{th}(\theta) = \arg \max_{\theta \in \Theta} \min_{k \in K(\theta)} \rho_k(\theta) \quad (12)$$

де θ^* – синтезований набір параметрів; $\rho_{th}(\theta)$ – мінімальне порогове відношення завада/сигнал для заданого набору параметрів після внутрішньої цілочислової мінімізації за кількістю уражених позицій.

У завадово-обмеженому режимі, коли впливом теплового шуму можна знехтувати, тобто за $\gamma_0 \rightarrow \infty$ і $P_b^0 \rightarrow 0$, зі співвідношень (8) і (9) отримуємо:

$$\rho_{\infty}(k) = \frac{2kG_{eff}}{\left[Q^{-1}\left(\frac{N_{ind}P_{req}}{k}\right)\right]^2}, \quad (13)$$

де $\rho_{\infty}(k)$ – порогове відношення завада/сигнал у завадово-обмеженому режимі. Співвідношення (13) застосовується для значень k , що задовольняють умову фізичної допустимості умовної імовірності бітової помилки на ураженій позиції $0 < \frac{N_{ind}P_{req}}{k} < \frac{1}{2}$.

Найнебезпечніша кількість уражених позицій і відповідне порогове відношення завада/сигнал в завадово-обмеженому режимі визначаються як:

$$k_{opt,\infty} = \arg \min_k \rho_{\infty}(k), \quad \rho_{th,\infty} = \rho_{\infty}(k_{opt,\infty}). \quad (14)$$

Співвідношення (9) і (11) визначає порогове відношення завада/сигнал з урахуванням теплового шуму, а співвідношення (13) і (14) – відповідні порогові характеристики в завадово-обмеженому режимі.

Результати чисельної та імітаційної перевірки. Для оцінювання запропонованого методу сформовано розрахункову модель ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії, параметри якої наведено в таблиці 1. Для обґрунтування окремих параметрів моделі використано характеристики радіомодуля CS67PLUS [17].

Таблиця 1. Вихідні параметри розрахункової моделі ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії

Параметр	Позначення	Значення
Доступна смуга перебудови	W_{av}	372 МГц
Крок частотної сітки	Δf_{grid}	0,1 МГц
Бітова швидкість	R_b	250 кбіт/с
Чипова швидкість	R_c	2 Мчип/с
Відношення енергії біта до спектральної густини потужності теплового шуму	γ_0	10 (10 дБ)
Допустима середня імовірність бітової помилки	P_{req}	0,1
Параметри реалізаційних неідеальностей	$\varepsilon_t; \varepsilon_{\varphi}; \varepsilon_{tr}$	0,05; 10°; 0,02
Ширина спектра ФМ-ШСС між першими нулями	W_s	4 МГц
Сумарний додатковий захисний частотний інтервал	W_g	0 МГц

За вихідними даними таблиці 1 та співвідношеннями (1)–(6) визначено параметри частотної структури й ефективний виграш кореляційного оброблення, які використано для подальшого оцінювання порогового режиму частковосмугового ураження.

Для оцінювання впливу допустимої імовірності бітової помилки та захисного частотного

інтервалу на параметри радіолінії виконано порівняльні розрахунки, результати яких наведено в таблиці 2.

Таблиця 2. Результати порівняльних розрахунків параметрів ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії за зміни допустимої імовірності бітової помилки та захисного частотного інтервалу

За умови $W_g = 0$ МГц				За умови $P_{req} = 0,10$			
P_{req}	N_{ind}	k_{opt}	ρ_{th} , дБ	W_g , МГц	N_{ind}	k_{opt}	ρ_{th} , дБ
0,10	93	89	28,530	0	93	89	28,530
0,05	93	44	25,519	0,1	90	86	28,387
0,01	93	9	18,528	0,2	88	84	28,290

Результати порівняльних розрахунків за таблицею 2 показують, що посилення вимог до достовірності передавання зміщує найнебезпечніший режим у бік ураження меншої кількості частотних позицій, а збільшення захисного частотного інтервалу зменшує кількість спектрально незалежних позицій і відповідне порогове відношення завада/сигнал. Отримані залежності дають змогу оцінити вплив параметрів радіолінії на найгірший режим частковосмугового ураження та, відповідно до максимінного критерію (12), обрати конфігурацію з найбільшим значенням мінімального порогового відношення завада/сигнал.

Вплив виграшу кореляційного оброблення та теплового шуму на залежність порогового відношення завада/сигнал від кількості уражених позицій наведено на рис. 1.

Результати на рис. 1 показують, що кореляційне оброблення підвищує порогове відношення завада/сигнал, реалізаційні втрати зменшують цей ефект, а врахування теплового шуму змінює положення найнебезпечнішого режиму частковосмугового ураження.

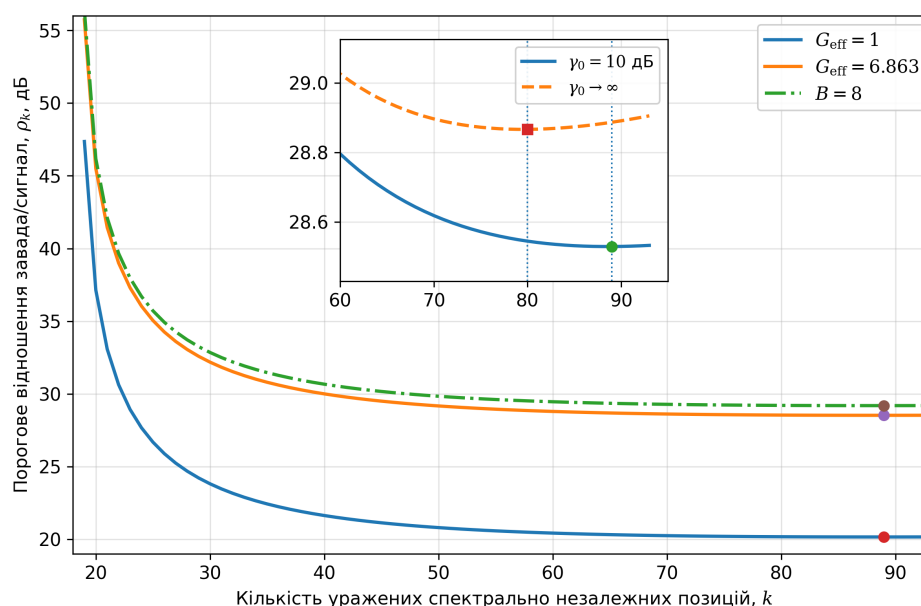


Рис. 1. Порогові залежності для комбінованої ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії за різних значень виграшу кореляційного оброблення; у вставці – вплив теплового шуму на положення мінімуму

Порівняння розрахунків із використанням кількості спектрально незалежних позицій N_{ind} та кількості станів частотної сітки N_{state} показує, що їх формальне ототожнення істотно завищує порогову оцінку та змінює визначений найнебезпечніший режим ураження. Це підтверджує необхідність розмежування N_{ind} і N_{state} у запропонованому методі.

Результати аналітичного розрахунку та статистичного імітаційного моделювання наведено на рис. 2.

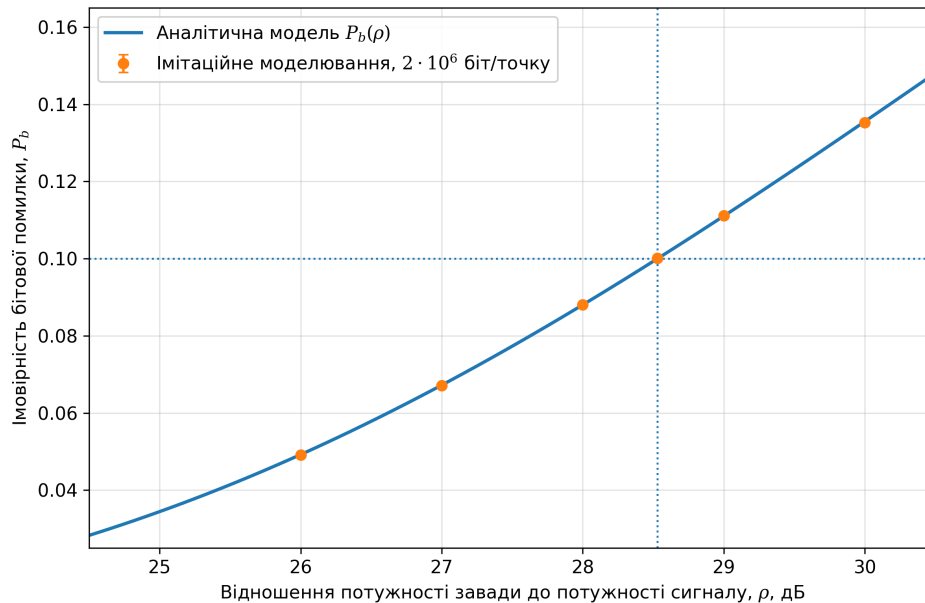


Рис. 2. Аналітична та імітаційна оцінки ймовірності бітової помилки в пороговій області

Імітаційну перевірку виконано методом Монте-Карло на рівні бітових реалізацій. Для кожної точки сформовано $2 \cdot 10^6$ незалежних інформаційних бітів та реалізації шуму і частковосмугової завади відповідно до прийнятої моделі. Статистичну похибку оцінено за 95 % довірчим інтервалом для біноміальної частоти помилок. Результати розрахунку на рис. 2 демонструють узгодження аналітичної залежності зі статистичними оцінками в дослідженій пороговій області. Така відповідність підтверджує коректність визначення порогового режиму в межах прийнятої аналітичної та імітаційної моделей.

Обмеження застосування. Результати отримано для енергетичної моделі з когерентним ФМ-2-прийманням, адитивним білим гаусівським шумом, рівномірним використанням спектрально незалежних позицій і рівномірним розподілом потужності шумоподібної частковосмугової завади. Імітаційна перевірка не замінює експериментальної.

Висновки та перспективи подальших досліджень. Розроблено метод підвищення завадозахищеності ФМ-ШСС/ППРЧ-радіолінії з когерентним прийманням за дії адитивного білого гаусівського шуму та шумоподібної частковосмугової завади. Метод ґрунтується на узгодженому синтезі параметрів ПРС і частотної перебудови за обмеженого частотного ресурсу та передбачає визначення для кожної допустимої конфігурації мінімального порогового відношення завада/сигнал за всіма фізично допустимими цілочисловими варіантами ураження частотних позицій і вибір конфігурації, для якої цей поріг є найбільшим.

Особливістю запропонованого методу є розмежування кількості станів частотної сітки та кількості спектрально незалежних позицій, що дає змогу коректно враховувати фактичне частотне розосередження комбінованого сигналу. Внесок ППРЧ у завадозахищеність враховується через ймовірність ураження спектрально незалежної позиції, а внесок ФМ-ШСС – через ефективний виграш кореляційного оброблення з урахуванням реалізаційних втрат. Цілочислова мінімізація порогового відношення завада/сигнал забезпечує визначення найнебезпечнішої кількості уражених позицій.

Чисельні розрахунки та статистичне імітаційне моделювання підтверджують узгодженість аналітичного визначення порогового режиму з оцінюванням ймовірності бітової помилки. Аналіз проведених розрахунків показав, що зміна ефективного виграшу кореляційного оброблення, захисного частотного інтервалу, кількості спектрально незалежних позицій, допустимої ймовірності бітової помилки та реалізаційних втрат впливає на положення найнебезпечнішого режиму і відповідне порогове відношення завада/сигнал, що обґрунтовує необхідність їх узгодженого вибору.

Подальші дослідження доцільно спрямувати на врахування багатопроменевого поширення, доплерівських зсувів, нерівномірного розподілу потужності завади, адаптивного постановника завад, каналного кодування та експериментальну перевірку запропонованого методу.

Список бібліографічного опису

1. Коваленко О.О., Почерняев В.М., Сивкова Н.М. Використання методу автовибору, як способу складання сигналів в мобільних комбінованих цифрових радіосистемах. *Grundlagen der modernen wissenschaftlichen Forschung: збірник наукових праць «ЛОГОС» з матеріалами XI Міжнародної науково-практичної конференції*, м. Цюрих, 6 лютого 2026 р. С. 159–162. DOI: 10.36074/logos-06.02.2026.028.
2. Pirayesh H., Zeng H. Jamming Attacks and Anti-Jamming Strategies in Wireless Networks: A Comprehensive Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2022. Vol. 24, no. 2. P. 767–809. DOI: 10.1109/COMST.2022.3159185.
3. Olama M.M., Ma X., Killough S.M., Kuruganti T., Smith S.F., Djouadi S.M. Analysis, Optimization, and Implementation of a Hybrid DS/FFH Spread-Spectrum Technique for Smart Grid Communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2015. Vol. 2015. Art. 25. DOI: 10.1186/s13634-015-0208-z.
4. Phoel W.G. Iterative Demodulation and Decoding of Frequency-Hopped PSK in Partial-Band Jamming. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2005. Vol. 23, no. 5. P. 1026–1033. DOI: 10.1109/JSAC.2005.845414.
5. Pickholtz R.L., Schilling D.L., Milstein L.B. Theory of Spread-Spectrum Communications – A Tutorial. *IEEE Transactions on Communications*. 1982. Vol. COM-30, no. 5. P. 855–884. DOI: 10.1109/TCOM.1982.1095533.
6. Bae S., Kim S., Kim J. Efficient Frequency-Hopping Synchronization for Satellite Communications Using Dehop-Rehop Transponders. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2016. Vol. 52, no. 1. P. 261–274. DOI: 10.1109/TAES.2015.150062.
7. Yu Z., Hao Z., Yao W., Jia M. A Capacity Enhancement Method for Frequency-Hopping Anti-Jamming Communication Systems. *Electronics*. 2023. Vol. 12, no. 21. Art. 4457. DOI: 10.3390/electronics12214457.
8. Chen K.-W., Chao C.-M., Lin C.-Y., Yeh C.-C. Anti-Jamming Channel Hopping Protocol Design Based on Channel Occupancy Probability for Cognitive Radio Networks. *Computer Networks*. 2022. Vol. 214. Art. 109125. DOI: 10.1016/j.comnet.2022.109125.
9. Qi J., Zhang H., Qi X., Peng M. Deep Reinforcement Learning Based Hopping Strategy for Wideband Anti-Jamming Wireless Communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2024. Vol. 73, no. 3. P. 3568–3579. DOI: 10.1109/TVT.2023.3324387.
10. Cheng S., Ling X., Zhu L. Deep Reinforcement Learning-Based Anti-Jamming Approach for Fast Frequency Hopping Systems. *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 2025. Vol. 6. P. 961–971. DOI: 10.1109/OJCOMS.2025.3529982.
11. Huang T., Liu Y., Liu X., Wang M. A New Improved Multi-Sequence Frequency-Hopping Communication Anti-Jamming System. *Electronics*. 2025. Vol. 14, no. 3. Art. 523. DOI: 10.3390/electronics14030523.
12. Стасев Ю.В., Нетренко К.Г., Хмельниченко К.В. Метод синтезу сигналів з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти. *Системи обробки інформації*. 2022. № 3(170). С. 52–57. DOI: 10.30748/soi.2022.170.07.
13. Kovalenko I., Movchaniuk A., Zinher Y., Adamenko V. Nonparametric Amplitude Method for Detecting FHSS Signals with Low Computational Costs. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2025. Vol. 68, no. 1. P. 41–53. DOI: 10.3103/S0735272724090012.
14. Pickholtz R. L., Milstein L. B., Schilling D. L. Spread Spectrum for Mobile Communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1991. Vol. 40, no. 2. P. 313–322. DOI: 10.1109/25.289412.
15. Зібін С.Д., Попов А.О., Твердохлібов В.В., Білобородова Л.В. Використання моделей радіоелектронної боротьби з системами передачі інформації для оцінки їх енергетичної ефективності. *Озброєння та військова техніка*. 2022. Т. 34, № 2. С. 122–127. DOI: 10.34169/2414-0651.2022.2(34).122-127.
16. Torrieri D. Frequency and Timing Synchronization. In: *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. Springer, Cham, 2022. P. 205–265. DOI: 10.1007/978-3-030-75343-6_4.
17. CS67PLUS Radio Module. Operation and Maintenance Manual. Manual No. 042F012911-1. Rev. B. Comtech Systems, Inc. [б. п.]. P. A-1–A-7.

References

1. Kovalenko O.O., Pocherniaiev V.M., Syvkova N.M. Vykorystannia metodu avtovyboru, yak sposobu skladannia syhnaliv v mobilnykh kombinovanykh tsyfrovyykh radiosystemakh [Use of the Auto-Selection Method as a Method of Signal Combining in Mobile Combined Digital Radio Systems]. *Collection of Scientific Papers «ЛОГОС»: Proceedings of the XI International Scientific and Practical Conference «Grundlagen der modernen wissenschaftlichen Forschung»*, Zurich, Switzerland, February 6, 2026. P. 159–162. DOI: 10.36074/logos-06.02.2026.028.
2. Pirayesh H., Zeng H. Jamming Attacks and Anti-Jamming Strategies in Wireless Networks: A Comprehensive Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2022. Vol. 24, no. 2. P. 767–809. DOI: 10.1109/COMST.2022.3159185.
3. Olama M.M., Ma X., Killough S.M., Kuruganti T., Smith S.F., Djouadi S.M. Analysis, Optimization, and Implementation of a Hybrid DS/FFH Spread-Spectrum Technique for Smart Grid Communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2015. Vol. 2015. Art. 25. DOI: 10.1186/s13634-015-0208-z.
4. Phoel W.G. Iterative Demodulation and Decoding of Frequency-Hopped PSK in Partial-Band Jamming. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2005. Vol. 23, no. 5. P. 1026–1033. DOI: 10.1109/JSAC.2005.845414.
5. Pickholtz R.L., Schilling D.L., Milstein L.B. Theory of Spread-Spectrum Communications – A Tutorial. *IEEE Transactions on Communications*. 1982. Vol. COM-30, no. 5. P. 855–884. DOI: 10.1109/TCOM.1982.1095533.
6. Bae S., Kim S., Kim J. Efficient Frequency-Hopping Synchronization for Satellite Communications Using Dehop-Rehop Transponders. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2016. Vol. 52, no. 1. P. 261–274. DOI: 10.1109/TAES.2015.150062.
7. Yu Z., Hao Z., Yao W., Jia M. A Capacity Enhancement Method for Frequency-Hopping Anti-Jamming Communication Systems. *Electronics*. 2023. Vol. 12, no. 21. Art. 4457. DOI: 10.3390/electronics12214457.

8. Chen K.-W., Chao C.-M., Lin C.-Y., Yeh C.-C. Anti-Jamming Channel Hopping Protocol Design Based on Channel Occupancy Probability for Cognitive Radio Networks. *Computer Networks*. 2022. Vol. 214. Art. 109125. DOI: 10.1016/j.comnet.2022.109125.
9. Qi J., Zhang H., Qi X., Peng M. Deep Reinforcement Learning Based Hopping Strategy for Wideband Anti-Jamming Wireless Communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2024. Vol. 73, no. 3. P. 3568–3579. DOI: 10.1109/TVT.2023.3324387.
10. Cheng S., Ling X., Zhu L. Deep Reinforcement Learning-Based Anti-Jamming Approach for Fast Frequency Hopping Systems. *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 2025. Vol. 6. P. 961–971. DOI: 10.1109/OJCOMS.2025.3529982.
11. Huang T., Liu Y., Liu X., Wang M. A New Improved Multi-Sequence Frequency-Hopping Communication Anti-Jamming System. *Electronics*. 2025. Vol. 14, no. 3. Art. 523. DOI: 10.3390/electronics14030523.
12. Stasiev Yu. V., Netrenko K.H., Khmelnychenko K.V. Metod syntezy syhnaliv z psevdovypadkovoiu perebudovoiu robochoi chastoty [Method for synthesizing signals with pseudorandom frequency hopping]. *Systemy obrobky informatsii*. 2022. No. 3(170). P. 52–57. DOI: 10.30748/soi.2022.170.07. [in Ukrainian].
13. Kovalenko I., Movchaniuk A., Zinher Y., Adamenko V. Nonparametric Amplitude Method for Detecting FHSS Signals with Low Computational Costs. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2025. Vol. 68, no. 1. P. 41–53. DOI: 10.3103/S0735272724090012.
14. Pickholtz R.L., Milstein L.B., Schilling D.L. Spread Spectrum for Mobile Communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1991. Vol. 40, no. 2. P. 313–322. DOI: 10.1109/25.289412.
15. Zibin S.D., Popov A.O., Tverdokhlibov V.V., Biloborodova L.V. Vykorystannia modelei radioelektronnoi borotby z systemamy peredachi informatsii dlia otsinky yikh enerhetychnoi efektyvnosti [Using electronic warfare models with information transmission systems to assess their energy efficiency]. *Ozbroiennia ta viiskova tekhnika*. 2022. Vol. 34, no. 2. P. 122–127. DOI: 10.34169/2414-0651.2022.2(34).122-127. [in Ukrainian].
16. Torrieri D. Frequency and Timing Synchronization. In: *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. Springer, Cham, 2022. P. 205–265. DOI: 10.1007/978-3-030-75343-6_4.
17. CS67PLUS Radio Module. Operation and Maintenance Manual. Manual No. 042F012911-1. Rev. B. Comtech Systems, Inc. [s. a.]. P. A-1–A-7.

Історія статті:

Отримано: 21.06.2026 Доопрацьовано: 11.09.2026 Прийнято до друку: 23.09.2026 Опубліковано: 29.09.2026