

УДК 04.057.4

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ НАДШИРОКОСМУГОВОЇ СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ В СУБ-ТЕРАГЕРЦЕВОМУ ДІАПАЗОНІ ЧАСТОТ



[М.Ю. ІЛЬЧЕНКО](#), [Т.М. НАРИТНИК](#)

Національний технічний університет України «КПІ»



[Р.М. ДІДКОВСЬКИЙ](#)

Черкаський державний технологічний університет

Abstract – Physical principles of information transmission through the using of the differential noise-shift-keying are presented in this article. It is shown that the feature of the noise carrier is a priori uncertainty of a signal form on every unit interval and instability of stochastic parameters (mean value, standard deviation and other). It effects on the flow of the processes in the demodulator and detector. Random variable on demodulator output of the differential noise-shift-keying receiver is investigated. Mathematical model for this variable is obtained. For the normal distribution of the noise carrier the probability density function of this variable was found. The method of a bit error probability calculation of communication system with the differential noise-shift-keying is proposed. The dependence of the system performance on the energy per bit to noise power spectral density ratio and bandwidth-delay product is investigated. The existence of optimal signal to noise ratio for this kind of communication systems is proved and its value is calculated. It allowed formulating the principles of signal generation with optimal parameters. The features of communication system implementation with the differential noise-shift-keying in the sub-terahertz frequency range (above 100 GHz) are described.

Анотація – Проаналізовано фізичні принципи внесення та відтворення інформації, переданої за допомогою кореляційно-часової маніпуляції шумового сигналу-переносника. На основі проведених теоретичних розрахунків, підтверджених моделюванням, сформувані принципи побудови та правила встановлення оптимальних параметрів надширокосмугової системи радіозв'язку із шумовим носієм. Вказано особливості реалізації такої системи в суб-терагерцовому діапазоні частот.

Аннотация – Проанализированы физические принципы внесения и воспроизведения информации, передаваемой с помощью корреляционно-временной манипуляции шумового сигнала-переносчика. На основе проведенных теоретических расчетов, подтвержденных моделированием, сформулированы принципы построения и правила установления оптимальных параметров сверхширокополосных системы радиосвязи с шумовым носителем. Указано особенности реализации такой системы в суб-терагерцовом диапазоне частот.

Вступ

Історія радіотехніки розпочиналася з надширокосмугових систем зв'язку з використанням сигналів випадкової форми. Як винахідник радіо О.С. Попов, так і його послідовник Г. Марконі використовували затухаючі коливання високої частоти, отримані за допомогою іскрового розряду [1]. Однак винахід лампового генератора незатухаючих коливань [2] привів до витіснення широкосмугових сигналів вузькосмуговими більш ніж на 40 років.

Проте, гармонійний сигнал як носій інформації дає у розпорядження розробника лише кілька параметрів: амплітуда, фаза, частота. Тому вже середина минулого століття була ознаменована активним пошуком новітніх методів і носіїв для передачі інформації.

У цьому контексті слушно згадати дослід Мортимера Рогофа (1950 р.) [3], який використав «шумове колесо» для формування псевдовипадкового сигналу. А також

роботу академіка О.О. Харкевича (1957 р), який на теоретичному рівні обґрунтував можливість передачі інформації модульованим шумом [4]. У роботі викладено ідеї побудови систем зв'язку з використанням амплітудно-шумової та частотно-шумової модуляції. З того часу увага багатьох фахівців галузі прикута до проблем створення ефективних методів і засобів передачі інформації широкосмуговими та надширокосмуговими сигналами. До теперішнього часу у теорії і практиці розробки систем широкого спектра сформувалось кілька основних напрямків.

Найбільш вражаючих успіхів досягнуто у напрямку побудови систем із шумоподібними (псевдошумовими) сигналами [5-8]. В таких системах використовують сигнали складної форми, отримані шляхом розширення спектра гармонійного сигналу, або детерміновані негармонійні сигнали [9]. Прийом сигналу здійснюється, як правило, взаємно-кореляційними методами (stored-reference). Результати, отримані у даному напрямку досліджень, знайшли широке застосування як в комерційних телекомунікаційних системах, так і в системах зв'язку спеціального призначення.

Альтернативний напрямок формування сигналу із широким спектром пов'язаний з використанням коротких та надкоротких імпульсів. Походження ідеї застосування коротких імпульсів у системах радіолокації та зв'язку приховане в глибинах військово-промислового комплексу Радянського Союзу та Сполучених Штатів і сягає 40-х – 50-х років минулого століття. Розвиток надширокосмугових систем радіолокації і зв'язку взагалі, та імпульсних систем, зокрема, підданий докладному аналізу в роботі [10]. Цей напрямок досліджень продовжує інтенсивно розвиватися і в наш час [11].

У 80-х роках минулого століття з'явилися публікації, присвячені методам побудови систем зв'язку на базі хаотичної динаміки нелінійних систем, зокрема роботи О.С. Дмитрієва [12]. Ці дослідження значно інтенсифікувалися після відкриття явища хаотичної синхронізації та хаотичного синхронного відгуку [13, 14]. Хаотичні системи зв'язку є предметом пильної уваги як вітчизняних [15, 16], так і зарубіжних [17, 18] фахівців протягом кількох останніх десятиліть.

Протягом останнього десятиліття значно активізувалися дослідження і у напрямку використання істино шумових (стохастичних) сигналів у якості переносника інформації [19, 20]. Це пояснюється насамперед тими властивостями, які надає системі зв'язку широкосмуговий шумовий носій:

- 1) надзвичайно висока структурна скритність сигналу, висока криптостійкість та імітостійкість;
- 2) можливість повторного використання спектра;
- 3) стійкість зв'язку у складних умовах розповсюдження сигналу (багатопроменивий канал, щільове проникнення, канал із змінними або випадковими параметрами тощо);
- 4) порівняно проста структура приймально-передавальних пристроїв.

Зупинимось на останньому докладніше. Оскільки форма шумового сигналу на кожному символному інтервалі непередбачувана, то взаємно-кореляційний прийом сигналу неможливий в принципі.

Отже, системи з шумовими сигналами не вимагають побудови прецизійних джерел гармонійного сигналу та пристроїв розширення спектра в передавачі системи, а на приймальній стороні – відновлення опорного сигналу, оцінки характеристик каналу зв'язку, а також фазової і частотної синхронізації, що веде до суттєвого спрощення приймально-передавальної апаратури.

Розвиток елементної бази радіотехнічних пристроїв, широке впровадження цифрової техніки формування та обробки сигналів дозволяють по-новому підійти до вирішення багатьох задач, які раніше стримували втілення теоретичних розробок. Однак ці обставини виявили та ввели до порядку денного ряд нових невирішених задач: таких, як створення адекватної теорії потенційної завадостійкості систем із шумовим носієм, розробка ефективних методів багатопозиційної та багатоканальної модуляції шумового сигналу з максимальним використанням його інформаційної ємності тощо.

Використання шумових сигналів для передачі інформації вбачається надзвичайно перспективним також при вирішенні таких проблем, як освоєння нових частотних діапазонів (зокрема, суб-терагерцевого діапазону частот) [21], а також розробка екологічно безпечних систем зв'язку [22].

Можна зробити висновок, що розробка надширококутних систем із шумовим носієм є актуальною задачею для розвитку теорії та техніки телекомунікаційних систем.

1. Принципи побудови та функціонування передавального пристрою системи зв'язку з кореляційно-часовою модуляцією

Система зв'язку з кореляційно-часовою маніпуляцією шумового сигналу (КЧМШС) є однією з найбільш досліджених як з теоретичної, так і з експериментальної точки зору, причому в різних частотних діапазонах [19, 23-26].

Нехай $x(t)$ – сигнал на виході генератора шумового сигналу (ГШС). Будемо вважати, що $x(t)$ є реалізацією неперервного стохастичного процесу, який має рівномірний амплітудний спектр у смузі частот $[f_1; f_2]$, нульове математичне сподівання та дисперсію (потужність), що дорівнює D_x .

Позначимо $k = 1, 2, 3, \dots$ – номер поточного бітового інтервалу, тривалість кожного з яких дорівнює T , а α_k – інформаційний біт, який передається на даному інтервалі (0 або 1). Тоді математична модель сигналу на виході передавача системи з КЧМШС може бути записана так:

$$y(t) = x(t) + (1 - \alpha_k)x(t - \tau_0) + \alpha_k x(t - \tau_1), \quad t \in [(k-1) \cdot T, k \cdot T]. \quad (1)$$

Спрощена структурна схема пристроїв, що реалізують формування сигналу виду (1), представлена на рис. 1.

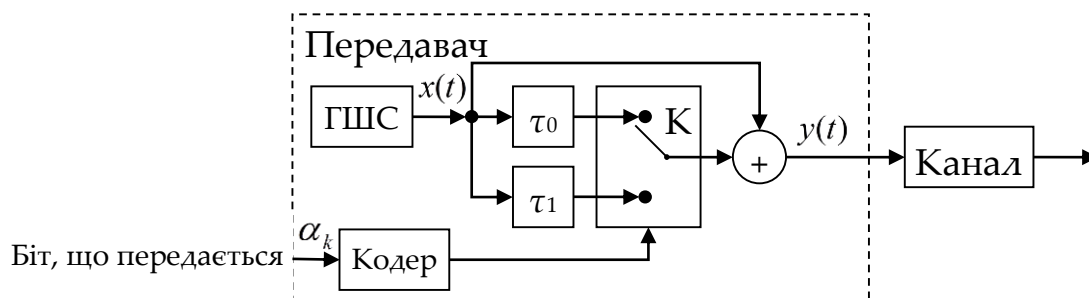


Рис. 1. Структурна схема системи зв'язку з КЧМШС:
 τ_0, τ_1 – лінії затримки; К – комутатор

Перемикування комутатора К за законом вхідної бінарної послідовності α_k , яке відбувається на початку кожного бітового інтервалу, забезпечує формування інформаційного сигналу, котрий являє собою копію опорного сигналу $x(t)$, затриману на час τ_0 (при передачі нуля) або на час τ_1 (при передачі одиниці). Опорний сигнал проходить через суматор потужності і випромінюється передавачем неперервно (перший доданок у формулі (1)).

Необхідно відзначити, що затримки τ_0 і τ_1 , а також різниця між ними $|\tau_1 - \tau_0|$ мають бути значно більшими, ніж інтервал кореляції сигналу $x(t)$

$$\tau_0 \gg 1/F, \tau_1 \gg 1/F, |\tau_1 - \tau_0| \gg 1/F, \quad (2)$$

де F – ширина смуги частот сигналу.

Сигнал $y(t)$ (як сума опорного та інформаційного сигналів) набуває вторинного максимуму автокореляційної функції $R(\tau)$ (рис. 2).

Положення цього максимуму і є інформаційним параметром сигналу. Звідси випливає, що оптимальний метод прийому сигналу з КЧМШС полягає у порівнянні значень автокореляційної функції, обчислених у двох точках τ_0 і τ_1 .

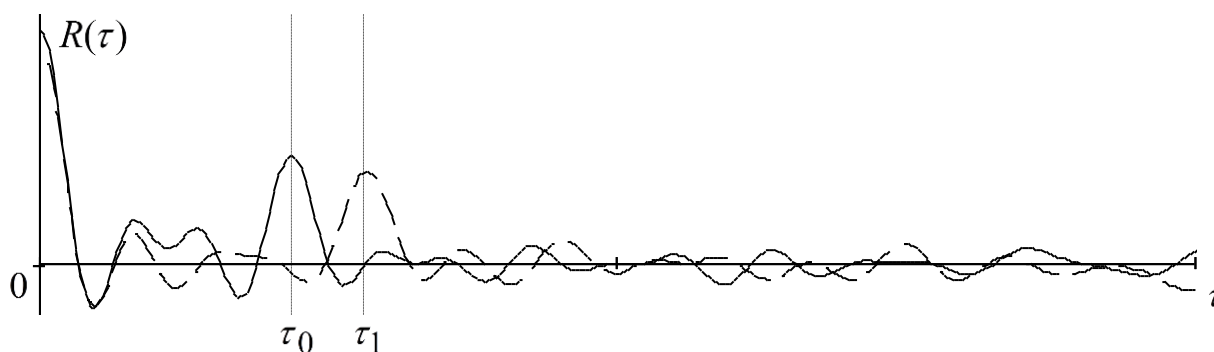


Рис. 2. Типовий вигляд автокореляційної функції $R(\tau)$ сигналу системи з КЧМШС при передачі біта 0 (—) та 1 (---)

2. Принципи побудови та функціонування приймального пристрою системи зв'язку з кореляційно-часовою модуляцією

2.1. Побудова приймача за принципами подвійної спектральної обробки

На рис. 3 а) б) подано спектри потужності шумових сигналів, що надходять до лінії зв'язку при передачі двійкових символів. Спектри виміряні в експерименті панорамним аналізатором з роздільною здатністю по високій частоті 1,0 МГц. Смуга частот неперервних шумових сигналів складає $F = 1$ ГГц. При передачі двійкового символу 0 використовується затримка $\tau_0 = 18$ нс, а при передачі двійкового символу 1 – затримка $\tau_1 = 33,7$ нс. Нерівномірна глибина спектральної модуляції в залежності від поточної частоти є результатом частотних та дисперсійних спотворень надширокосмугових сигналів у тракті експериментального макета.

При виконанні умови (2) в (1) відбувається інтерференція некогерентних сигналів, а спектр потужності сигналу $y(t)$, обчислений на символному інтервалі тривалості T , виявляється модульованим гармонічною функцією з масштабом періодичності, рівним $\delta f_i = 1/\tau_i$, $i = 0,1$. При цьому спостерігається багато максимумів та мінімумів у спектрі сумарного сигналу (1). Таким чином, у безпроводову лінію зв'язку надходять надширокосмугові шумові сигнали з періодичною кодовою модуляцією спектра у відповідності з потоком двійкових інформаційних символів.

Одним із методів вимірювання функції взаємної кореляції для затриманих шумових сигналів здійснюється у частотній області шляхом подвійної спектральної обробки [27].

Спектральне стиснення шумових сигналів, що надходять до приймача, відбувається завдяки подвійній спектральній обробці. За допомогою панорамного аналізатора спектра вимірюється оцінка для спектра потужності прийнятого сигналу на проміжку часу T слідування кожного інформаційного символу. Оцінка для спектра є випадковою величиною, дисперсія якої обернено пропорційна інтервалу T часу усереднення. Інтервал T слідування інформаційних біт визначає швидкість передачі інформації $R = 1/T$ у каналі зв'язку. З підвищенням швидкості передачі інформації $R = 1/T$ збільшується дисперсія оцінки спектра. Максимальна швидкість передачі інформації визначається смугою частот F шумових сигналів-носіїв та допустимою дисперсією оцінки спектра.

Визначення кореляційної функції для спектра прийнятих сигналів здійснюється швидкісним цифровим Фур'є-процесором. При оберненому перетворенні Фур'є від спектра потужності $S_y(f)$ обчислюється автокореляційна функція прийнятого сигналу відповідно до теореми Вінера-Хінчина:

$$R_y(\tau) = 4\pi k^2 \int_0^{\infty} S_y(f) \cos(2\pi f \tau) df = 2k^2 (R_x(\tau) + (1 - \alpha_k)R_x(\tau - \tau_0) + \alpha_k R_x(\tau - \tau_1)). \quad (3)$$

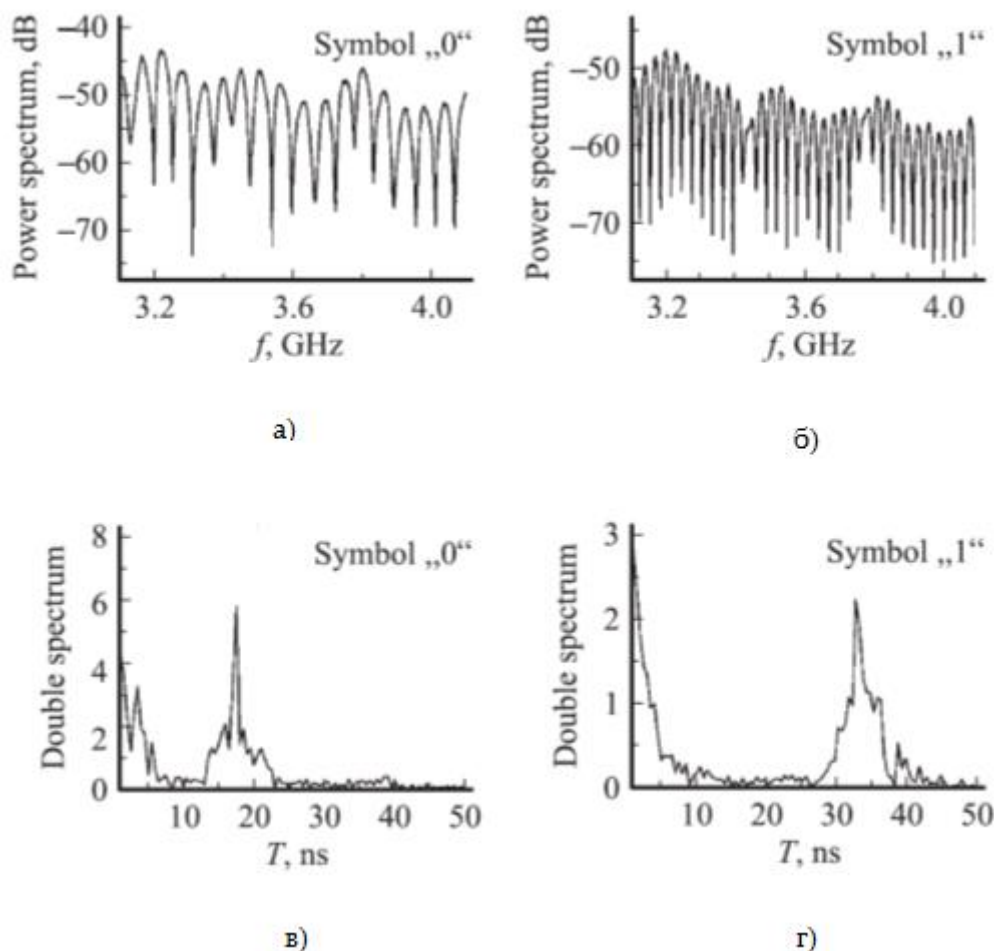


Рис. 3. Подвійна спектральна обробка надширокосмугових шумових сигналів з кодовою спектральною модуляцією: а) експериментальний спектр потужності з періодом спектральної модуляції $\delta f_0 = 55,56$ МГц при передачі символу 0; б) експериментальний спектр потужності з періодом спектральної модуляції $\delta f_0 = 29,67$ МГц при передачі символу 1; в) вторинний спектр надширокосмугового шумового сигналу містить кореляційний пік із зсувом $\tau_0 = 18$ нс при відтворенні інформаційного символу 0; г) вторинний спектр надширокосмугового шумового сигналу містить кореляційний пік із зсувом $\tau_1 = 33,7$ нс при відтворенні інформаційного символу 1

Тут k є коефіцієнтом затухання сигналу в лінії передачі, $R_x(\tau)$ – функція автокореляції початкового надширокосмугового шумового сигналу $x(t)$.

У процесі подвійної спектральної обробки прийнятого сигналу визначається автокореляційна функція, яка містить інформаційний пік, що відповідає часу затримки τ_0 або τ_1 в залежності від поточного символу 0 або 1 для повідомлення (рис. 3 в) г)).

Рішення про наявність одного із двійкових символів приймається за зсувом на час τ_0 або τ_1 інформаційного піку автокореляційної функції. В такий спосіб відбувається однозначне відновлення переданої інформації.

Коефіцієнт стиснення (база сигналу) $B = FT$ прийнятих надширокополосних сигналів визначається добутком смуги частот спектра F і часом усереднення T , що дорівнює тривалості інформаційного біта. Якщо передача повідомлення відбувається із швидкістю $R = 200$ Кбіт/с на основі неперервних шумових сигналів із смугою частот $F = 1$ ГГц, то коефіцієнт стиснення складе величину $B = 5000$.

2.2. Побудова приймача за принципами автокореляційної обробки

Однак, як зазначається вище, оптимальний прийом сигналу у системі з КЧМШС полягає у порівнянні значень автокореляційної функції для затримок τ_0 і τ_1 .

Прийом реалізується за допомогою демодулятора (рис. 4), що складається з двох автокореляційних фільтрів (лінія затримки, змішувач, інтегруючий пристрій), налаштованих на затримки τ_0 і τ_1 , та пристрою віднімання.

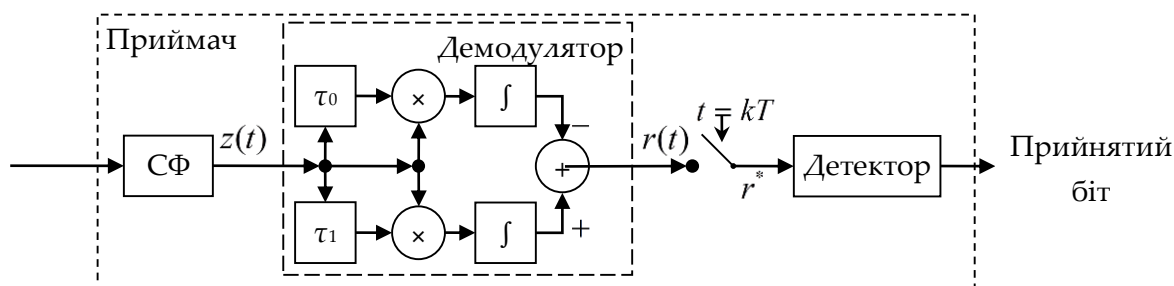


Рис. 4. Структурна схема приймача системи зв'язку с КЧМШС:
 τ_0, τ_1 – лінії затримки; СФ – смуговий фільтр; \int – інтегруючий пристрій

Таким чином, на виході демодулятора спостерігається сигнал виду

$$r(t) = \int_{t-T}^t z(\tau) \cdot (z(\tau - \tau_1) - z(\tau - \tau_0)) d\tau,$$

де $z(t)$ – адитивна суміш корисного сигналу $y(t)$ і завад $n(t)$, що подолали вхідний фільтр СФ із смугою пропускання $[f_1; f_2]$.

При цьому для каналу зв'язку використовуємо класичну модель каналу без втрат, в якому діють адитивні перешкоди у вигляді білого гаусового шуму з односторонньою спектральною щільністю N_0 . Тоді сигнал $n(t)$ є реалізацією гаусового випадкового процесу із смугою частот $[f_1; f_2]$, нульовим математичним сподіванням і дисперсією $D_n = N_0 \cdot F$, де $F = f_2 - f_1$ – ширина смуги частот сигналу.

У кінці бітового інтервалу (при $t = kT$) стробуючий пристрій, керований системою синхронізації, здійснює вибірку значення функції $r(t)$. Значення $r^* = r(kT)$ надходить на вхід порогового детектора. Якщо $r^* > 0$, то приймається гіпотеза H_1 про прийом 1, інакше – гіпотеза H_0 про прийом 0.

Позначимо $r^*(0)$ – величину r^* при умові $\alpha_k = 0$, а $r^*(1)$ – при умові $\alpha_k = 1$.

Тоді

$$\begin{aligned}
 r^*(0) &= \int_{(k-1)T}^{kT} (x(t) + x(t - \tau_0) + n(t)) \times \\
 &\times (x(t - \tau_1) + x(t - \tau_0 - \tau_1) + n(t - \tau_1) - (x(t - \tau_0) + x(t - 2\tau_0) + n(t - \tau_0))) dt, \\
 r^*(1) &= \int_{(k-1)T}^{kT} (x(t) + x(t - \tau_1) + n(t)) \times \\
 &\times (x(t - \tau_1) + x(t - 2\tau_1) + n(t - \tau_1) - (x(t - \tau_0) + x(t - \tau_1 - \tau_0) + n(t - \tau_0))) dt.
 \end{aligned} \tag{4}$$

За умови рівних ймовірностей символів 0 і 1 у вхідному бітовому потоці і простій функції втрат, ймовірність помилки передачі-прийому біта інформації P_b обчислюється за формулою

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot (P(r^*(0) > 0) + P(r^*(1) < 0)). \tag{5}$$

При вказаних вище умовах, що накладаються на сигнали $x(t)$ і $n(t)$, імовірнісні розподіли випадкових величин $r^*(0)$ та $r^*(1)$ симетричні відносно нуля. Тому для обчислення P_b достатньо дослідити розподіл $r^*(1)$, а формулу (5) можна переписати у вигляді

$$P_b = P(r^*(1) < 0). \tag{6}$$

Оскільки вхідний сигнал демодулятора $z(t) = y(t) + n(t)$ має обмежений спектр, то скориставшись теоремою Котельникова, перейдемо до дискретного часу з періодом дискретизації $\Delta t = 1/(2F)$. Після цього сигнали, що входять до (2), будуть подані дійсними векторами, розмірність яких на одному бітовому інтервалі дорівнює $N = 2B$, де $B = FT$ – база сигналу.

Позначимо $x_j, j = 1, 2, \dots, N$ – відліки сигналу $x(t)$ на k -ому бітовому інтервалі, n_j – відліки сигналу $n(t)$. Відліки сигналів, затриманих на різний час, будемо позначати різною кількістю штрихів. Тоді дискретним аналогом формули (4) буде

$$r^{*\Delta}(1) = \sum_{j=1}^N (x_j + x'_j + n_j) \left((x'_j + x''_j + n'_j) - (x'''_j + x''''_j + n''_j) \right). \tag{7}$$

Для спрощення подальших викладок масштабний множник Δt у цьому виразі опущено.

При $N = 1$ вираз (7) можна коротко записати так:

$$r^{*\Delta}(1) = (x' + u)(x' + v),$$

де x', u і v – гаусівські випадкові величини з нульовим математичним сподіванням та дисперсіями відповідно $D_x, D_u = D_x + D_n$ і $D_v = 3D_x + 2D_n$.

Тоді функція $p_{r(1)}(v)$ щільності розподілу ймовірностей величини $r^{*\Delta}(1)$ при $N = 1$ має вигляд

$$p_{r(1)}(\nu)|_{N=1} = \frac{1}{\pi\sqrt{D}} \cdot \exp\left(\frac{D_x \nu}{D}\right) \cdot K_0\left(\frac{\sqrt{D_x^2 + D}}{D} \cdot |\nu|\right), \quad (8)$$

де $D = D_x D_u + D_x D_v + D_u D_v$, K_0 – модифікована функція Беселя другого роду нульового порядку.

Для знаходження функції $p_{r(1)}(\nu)$ при довільному N скористаємося апаратом характеристичних функцій [28].

Характеристична функція випадкової величини $r^{*\Delta}(1)$ при $N = 1$ визначається як обернене перетворення Фур'є для функції $p_{r(1)}(\nu)|_{N=1}$

$$\varphi(t)|_{N=1} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{it\nu} \cdot p_{r(1)}(\nu)|_{N=1} d\nu. \quad (9)$$

Важливо відзначити, що характеристична функція суми незалежних випадкових величин дорівнює добутку відповідних характеристичних функцій, тому

$$\varphi(t)|_{N=k} = \varphi^k(t)|_{N=1}. \quad (10)$$

Для характеристичних функцій виконується теорема єдиності і теорема обернення, тому однозначно визначається функція щільності

$$p_{r(1)}(\nu)|_{N=k} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-it\nu} \varphi(t)|_{N=k} dt. \quad (11)$$

Послідовне виконання обчислень за формулами (9) – (11) вирішує задачу знаходження функції щільності розподілу $r^{*\Delta}(1)$ при довільному N .

Тоді рівність (6) можна переписати у вигляді, придатному для безпосередніх обчислень імовірності помилки

$$P_b = \int_{-\infty}^0 p_{r(1)}(\nu) d\nu. \quad (12)$$

Геометрична інтерпретація формули (12) подана на рис. 5. Імовірність P_b дорівнює площі криволінійного трикутника ABO . Відзначимо, що точка A позначена на рисунку умовно. В дійсності вона нескінченно віддалена вліво.

Класичним показником завадостійкості цифрової системи зв'язку є залежність імовірності помилки P_b від нормованого відношення сигнал-завада [29]

$$h^2 = \frac{E_b}{N_0} = \frac{D_y \cdot T}{D_n / F} = \frac{D_y}{D_n} \cdot FT = \rho^2 \cdot B, \quad (13)$$

де E_b – енергія передачі біта інформації, $\rho^2 = D_y / D_n$ – відношення сигнал-завада по потужності, B – база сигналу.

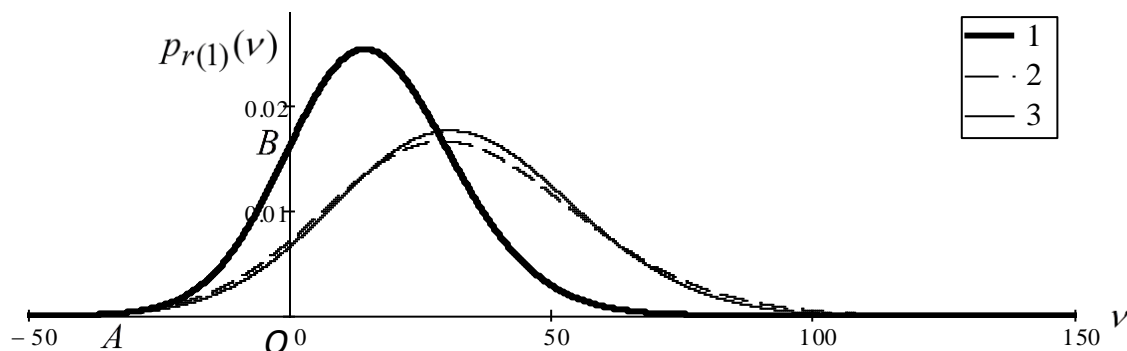


Рис. 5. Функція щільності розподілу випадкової величини на вході детектора системи з КЧМШС при різних значеннях параметрів сигналу:
1 – $N = 32, D_x = 1/2, D_n = 1$; 2 – $N = 32, D_x = 1, D_n = 1$; 3 – $N = 64, D_x = 1/2, D_n = 1$

Однак дані рис. 5 дозволяють стверджувати, що для досліджуваної системи збільшення потужності сигналу, наприклад, вдвічі та збільшення вдвічі тривалості сигналу (що дає еквівалентний приріст енергії передачі біта) дають різний результат як з точки зору форми функції $p_{r(1)}(v)$, так і з точки зору імовірності помилки P_b .

Аналіз виразів (9) – (11), на базі яких обчислюється P_b , показує, що в даному випадку імовірність помилки є функцією двох незалежних змінних ρ^2 і B . Шляхом нескладних перетворень залежність $P_b = P_b(\rho^2, B)$ може бути приведена до більш звичного виду – $P_b = P_b(h^2, B)$. Результати відповідних обчислень проілюстровано на рис. 6.

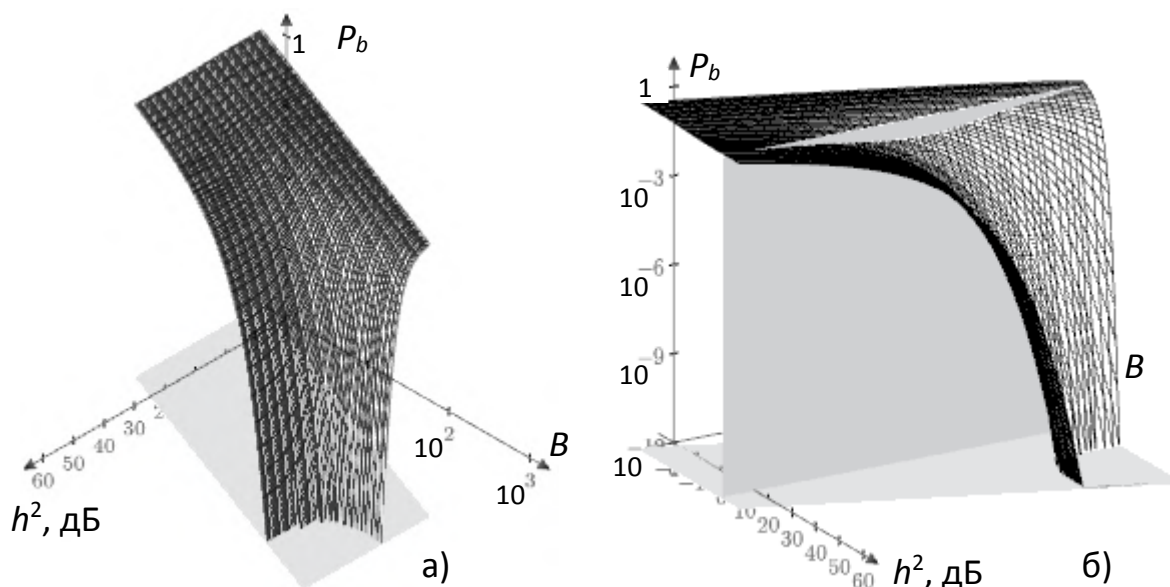


Рис. 6. Графік залежності $P_b = P_b(h^2, B)$ для системи з КЧМШС (а)
та переріз поверхні при $h^2 = 15,05$ дБ (б)

Як видно з рис. 7, поверхня $P_b = P_b(h^2, B)$ має досить складну форму. Причому, якщо залежності P_b від h^2 при фіксованому B мають традиційний вигляд водоспаду

(рис. 7,а), то графіки залежностей P_b від B при фіксованому h^2 мають складну форму з єдиним мінімумом і горизонтальною асимптотою (рис. 5,б).

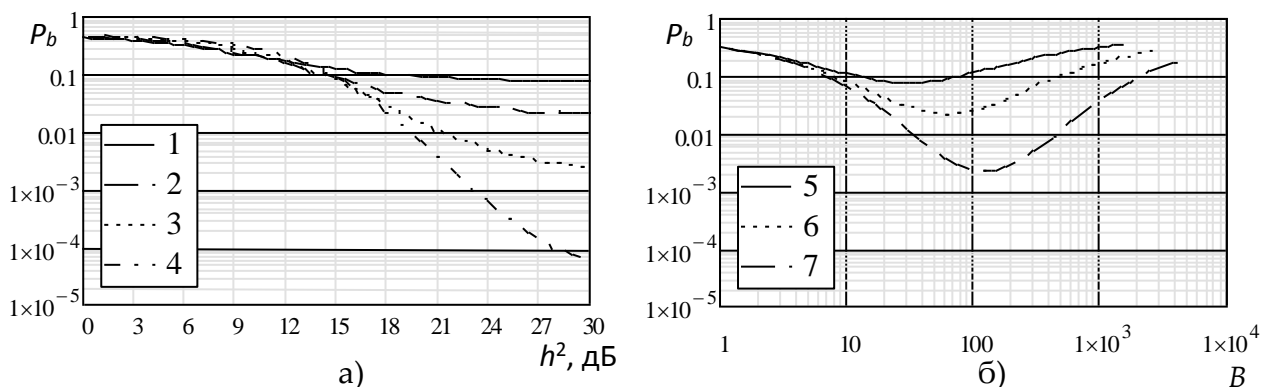


Рис. 7. Залежність $P_b=P_b(h^2)$ при фіксованій базі B (1 - $B=8$, 2 - $B=16$, 3 - $B=32$, 4 - $B=64$) (а) та залежність $P_b=P_b(B)$ при фіксованому h^2 (5 - $h^2=15,051$ дБ, 6 - $h^2=18,062$ дБ, 7 - $h^2=21,072$ дБ) (б) для системи з КЧМШС

Значення бази сигналу, при якому досягається мінімум імовірності помилки для заданого h^2 , називають оптимальною базою і позначають B_{opt} .

Обчислення показують, що між значенням h^2 та оптимальною базою B_{opt} існує простий лінійний зв'язок виду

$$B_{opt} \approx k \cdot h^2. \quad (14)$$

Із (13) і (14) випливає поняття оптимального відношення сигнал-завада по потужності $\rho_{opt}^2 = 1/k$. Необхідно відзначити, що значення k в (14), а значить і ρ_{opt}^2 , залежить лише від методу модуляції шуму. Зокрема, для систем з КЧМШС маємо: $k=1,06$, $\rho_{opt}^2=0,943$.

3. Особливості реалізації системи в суб-терагерцевому діапазоні частот

На даному етапі досліджень використовується схема, при якій генерація носійного шумового сигналу, його модуляція (в передавачі) та обробка (в приймачі) відбувається в діапазоні частот 3,1 – 4,1 ГГц. При цьому передавач працює у смузі частот 133,1 – 134,1 ГГц. Для цього шумовий сигнал з КЧМШС переноситься частотним конвертором (частота опорного генератора складає 130 ГГц) до суб-терагерцевого діапазону із збереженням його спектральної структури.

Перетворення надширокосмугових (смуга частот більше 500 МГц [30]) модульованих сигналів з переносом носійної частоти до суб-терагерцевого діапазону частот у передавальному тракті та зворотним пониженням частоти у приймальному тракті відбувається за допомогою твердотілих (напівпровідникових) конверторів [31].

Дальність системи радіозв'язку оцінювалася при низькій потужності випромінювання передавача порядку 70 мікват у смузі частот 133,1 – 134,1 ГГц.

При використанні гостронаправлених антен з діаметром 40 мм дальність зв'язку сягає 2000 м, при використанні малогабаритних антен з діаметром 10 мм дальність зв'язку складає 150 метрів.

Висновки

1. Проаналізовані фізичні принципи внесення та відтворення інформації переданої за допомогою кореляційно-часової маніпуляції шумового сигналу-переносника. Показано, що особливістю шумового носія є апіорна невизначеність форми сигналу на кожному символному інтервалі, а також наявність флуктуацій його статистичних характеристик (зокрема середньої потужності) на кожному окремому символному інтервалі, що впливає на протікання фізичних процесів у демодуляторі та детекторі приймача.

2. Визначено вид випадкової величини r^* , що спостерігається на вході детектора в приймачі системи з кореляційно-часовою маніпуляцією шумового сигналу, побудовано відповідні математичні моделі.

3. Для нормального розподілу $x(t)$ знайдено вирази для функції щільності розподілу $p_r(v)$ величин r^* . Вказано алгоритмічні процедури, що дозволяють з необхідною точністю обчислювати значення $p_r(v)$.

4. Виходячи із методів обчислення функцій щільності розподілу величин r^* , отримано методикау точного оцінювання імовірності помилки P_b . Протабульовано P_b як функцію змінних h^2 і B та досліджено властивості отриманих залежностей.

5. Встановлено, що поняття оптимальної бази породжує поняття оптимального відношення сигнал-завада по потужності – ρ_{opt}^2 . Причому значення ρ_{opt}^2 є сталим числом, яке залежить лише від методу модуляції та детектування сигналу в системі. Це дозволило сформулювати принципи побудови і правила встановлення оптимальних параметрів надширококутної системи радіозв'язку із кореляційно-часовою маніпуляцією шумового сигналу.

6. Вказано особливості реалізації такої системи в суб-терагерцевому діапазоні частот.

Список літератури:

1. *Pestrikov V.M.* Era of tubeless wireless communications devices. – Sevastopol: Weber, 2011. – 185 p.
2. *Rodionov V.M.* The Birth of Radio Engineering. – Moscow: Nauka, 1985. – 240 p.
3. *De Rosa L.A., Rogoff M.* Sect. 1 (Communications), Application of Statistical Methods to Secrecy Communication Systems, Proposal 946, Fed. Telecommun. Lab., Nutley, NJ, Aug. 28, 1950.
4. *Kharkevich A.A.* Signals transmission using modulated noise // *Elektrosvyaz*. –1957. – № 11. – P. 42–46.

5. *Petrovich N.T., Razmakhnin M.K.* Communication Systems with Noise-Like Signals. – Moscow: Sovetskoye Radio, 1969. – 232 p.
6. Noise-Like Signals in Data Transmission Systems / Ed. by V.B. Pestryakov. – Moscow: Sovetskoye Radio, 1973. – 424 p.
7. *Varakin L.E.* Communication Systems with Noise-Like Signals. – Moscow: Radio i svyaz', 1985. – 384 p.
8. *Ilchenko M.Ye., Kravchuk S.A.* Telecommunication Broadband Radio Access Systems. – Kyiv: Naukova dumka, 2009. – 312 p.
9. *Harmuth H.F.* Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communication. – New York: Academic Press, 1981.- 396 p.
10. *Barrett T.W.* History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators // Progress in Electromagnetics: Symposium 2000 (PIERS2000), Cambridge, MA, 2000. – P. 1-42.
11. *Bunin S.G.* Ultra wide band impulse signals in future long range communication systems // 21th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2011, 12-16 Sept. 2011. – Sevastopol: SevNTU, 2011. – P. 26–27.
12. *Dmitriev A.S., Ivanov V.P., Lebedev M.N.* Model of Transistor Oscillator with Chaotic Dynamic // Soviet Journal of Communication Technology and Electronics. – 1988. – Vol. 33, No 10. – P. 169–172.
13. *Fujisaka H., Yamada T.* Stability theory of synchronized motion in coupled-oscillator systems // Prog. Theor. Phys. – 1983. – Vol. 69, No. 1. – P. 32–47.
14. *Pecora L.M., Carroll T.L.* Synchronization in chaotic systems // Phys. Rev. Lett. – 1990. – Vol. 64, No. 8. – P. 821–824.
15. *Zakharchenko N.V., Korchinsky V.V., Radzimov-sky B.K.* Multi-User Access in Communication Systems with chaotic Signals // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2011. – № 5/9 (53). – P. 26–29.
16. *Kostenko P.Yu., Barsukov A.N., Vasiuta K.S., Symonenko S.N.* Detection of the chaotic process distorted by the white noise using BDS statistics // Radioelectron. Commun. Syst. – 2009. – Vol. 52, No. 11. – P. 599–605.
17. *Bhat L., Sudha K.L.* Performance analysis of chaotic DS-CDMA with CSK modulation // International Journal of Mobile Network Communications & Telematics (IJMNCT). – 2012. – Vol. 2, No. 2. – P. 21–30.
18. *Kolumbán G., Krébesz T., Chi K.T., Lau F.C.M.* Basics of communications using chaos // Chaotic Signals in Digital Communications. – 2013. – Vol 26. – P. 111–141.
19. *Kalinin V.I.* Ultra-wideband data transmission with double spectral processing of noise signals // Technical Physics Letters. – 2005. – Vol. 31, No. 11. – P. 929–931.
20. *Narayanan R.M., Chuang J.* Covert communications using heterodyne correlation random noise signals // Electronics Letters. – 2007. – Vol. 43, No. 22. – P. 1211–1212.
21. *Narytnik T., Amro A., Ilchenko M., Kalinin V., Turabi O.* Sub-terahertz low power UWB communication link for WPAN // Network and Complex Systems. – 2012. – Vol. 2, No. 4. – P. 45–49.
22. *Ilchenko M.Ye., Kalinin V.I., Narytnik T.N., Cherepenin V.A.* Wireless UWB ecologically friendly communications at 70 nanowatt radiation power // 21th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 12-16 Sept. 2011. – Sevastopol: SevNTU, 2011. – P. 355–356.

23. Ланге Ф. Корреляционная электроника / пер. с немецкого Л. М. Миримова, В. И. Тарабина. – Л. : Судпромгиз, 1963. – 448 с.
24. Müller W.T. Untersuchungen zur Korrelationsabstandsmodulation // Nachrichtentechnik. – 1964.–В. 14, Н. 11.
25. Ильченко М.Е., Калинин В.И., Нарытник Т.Н., Черепенин В.А. Экологически безопасная линия связи с мощностью СШП излучения 70 нановатт для беспроводных локальных сетей // 21-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: «КрыМиКо-2011», 12-16 сент. 2011 г. – Севастополь : СевНТУ, 2011. – С. 355–356.
26. Narytnik T., Amro A., Ilchenko M., Kalinin V., Turabi O. Sub-Terahertz Low Power UWB Communication Link for WPAN // Network and Complex Systems. – 2012. – Vol. 2, N. 4. – pp. 45-49.
27. Kalinin V.I. Wide Band Interferometry with Spectral Analysis of Noise Signal // Proceedings of the PIERS Workshop on Advances in Radar Methods. – Baveno, Italy, 1998. – P. 222–224.
28. Ширяев А.Н. Вероятность: учеб. пособ. для вузов – М.: Наука, 1989. – 640 с.
29. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. – Prentice-Hall, 2001. – 1079 p.
30. FCC (GPO) Title 47, Section 15 of the Code of Federal Regulations SubPart F: Ultra-wideband, 2005. – 925 p.
31. Ilchenko M.Ye., Kuzmin S.E., Narytnik T.N., Radzikhovsky V.N. Transceiver for digital radiorelay system in terahertz frequency band // 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 9-13 Sept. 2013. – Sevastopol: SevNTU, 2013. – P. 318–319.