

УДК 621.39

МЕТОДИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ СТОХАСТИЧНИМИ СИГНАЛАМИ

НАРИТНИК Т. М., ДІДКОВСЬКИЙ Р. М.

Національний технічний університет України «КПІ», Київ, Україна
Черкаський державний технологічний університет, Черкаси, Україна

INFORMATION TRANSMISSION METHODS WITH THROUGH THE USE OF STOCHASTIC SIGNALS

NARYTNIK T. M.¹, DIDKOWSKY R. M.²¹National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”²Cherkasy State Technological University, Cherkasy, Ukraine

Аномалія. У роботі надано огляд методів передачі інформації за допомогою шумового носія, запропонованих дослідниками від середини минулого століття до наших днів. Показано, що основними напрямками застосування автокореляційних систем з шумовим носієм є побудова систем конфіденційного зв'язку, де пріоритетними є задачі захисту переданої інформації від перехоплення та захисту каналу від інжектування сторонньої інформації. Методи передачі інформації, які розглянуті у роботі, дозволяють простими технічними засобами вирішувати проблему забезпечення стійкого зв'язку у складних умовах розповсюдження сигналу, зокрема у багатопробіжних каналах. У роботі висвітлено найбільш актуальні задачі теоретичного і практичного змісту, що стосуються систем зв'язку з шумовим носієм.

Abstract. The paper provides an overview of information transmission methods through the use of the noise carrier proposed by researchers from the middle of the last century to the present day. It is shown that the main areas of application of autocorrelation systems with the noise carrier is the confidential communication system construction, where the protection of the transmitted information from intercepting and protection of the channel from the extraneous information injecting are of priority. Methods of information transfer, discussed in the paper, allow solving the problem of sustainable communication in difficult conditions of signal propagation with simple technical means, especially in multipath channels. The paper studies the most urgent theoretical and practical problems relating to communication systems with the noise carrier.

ВСТУП

Необхідно зазначити, що історія радіотехніки розпочиналася саме з надширококустових 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 (див., наприклад [1]).

Однак, винахід лампового генератора незатухаючих коливань [2] привів до витіснення ширококустових сигналів вузькокустовими 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 передавання 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 передавання 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 передавання інформації ширококустовими та надширококустовими сигналами.

До теперішнього часу у теорії і практиці розробки систем широкого спектра сформувалось кілька основних напрямів.

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 у системах зв'язку спеціального призначення.

Альтернативний напрям 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 надширокопосмугових систем радіолокації і зв'язку загалом та імпульсних систем, зокрема, підданий докладному аналізу в роботі [10]. Цей напрям 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 й у напрямку використання істинно шумових (стохастичних) сигналів як переносника інформації [19-20]. Це пояснюється, насамперед, тими властивостями, які надає системі зв'язку широкопосмуговий 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 (багатопробієвий канал, щільне проникнення, канал зі 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 не можливий 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, дозволяє по-новому підійти до розв'язання багатьох задач, які раніше стримували втілення теоретичних розробок. Однак, ці обставини виявили та ввели до порядку денного низку таких нових нерозв'язаних задач, 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 передавання інформації вбачається надзвичайно перспективним також при вирішенні таких проблем, як освоєння нових частотних діапазонів (зокрема субтерагерцового діапазону частот) [21], а також розробка екологічно безпечних систем зв'язку [22].

Можна зробити висновок, що розробка надширокопосмугових систем із шумовим носієм є актуальною задачею для розвитку теорії та техніки телекомунікаційних систем. Однак, протягом останнього десятиліття не було опубліковано робіт, які б давали загальне уявлення про основні досягнення у даному напрямку досліджень та окреслювали коло перспективних задач.

Зробити огляд існуючих методів передачі цифрової інформації за допомогою стохастичних сигналів та перспективних досліджень у цьому напрямку – мета даної роботи.

КЛАСИФІКАЦІЯ СИСТЕМ З ШУМОВИМИ СИГНАЛАМИ

Вище було зазначено, що класичні взаємно-кореляційні методи прийому не можуть бути застосовані у системі зв'язку зі стохастичним носієм.

Існує два основних підходи до вирішення проблеми внесення інформації в шумовий сигнал.

Перший підхід передбачає зміну статистичних властивостей шумового сигналу за законом інформаційного повідомлення. До параметрів, що можуть підлягати модуляції належать: форма автокореляційної функції, математичне сподівання, дисперсія, кумулянти вищих порядків тощо.

Сигнали з таким типом модуляції вимагають нелінійних методів обробки. Ці методи можна охарактеризувати як узагальнення методу енергетичного прийому сигналів невідомої форми. При цьому поняття опорного сигналу взагалі не використовується.

Другий підхід передбачає передачу опорного сигналу через канал зв'язку разом з інформаційним сигналом (transmitted-reference). У даному випадку прийом сигналу, як правило, здійснюється автокореляційними методами. Слід відмітити, що саме системи з автокореляційним прийомом забезпечують максимальний рівень структурної скритності сигналу.

Системи зі стохастичними сигналами можна класифікувати і за іншою ознакою, а саме: за типом джерела сигналу.

Фізичні джерела базуються на явищах стохастичного руху носіїв заряду і генерують неперервні шумові сигнали [23].

Дискретні або цифрові джерела формують стохастичні числові послідовності. Отримання цих послідовностей може ґрунтуватися на аналогово-цифровому перетворенні неперервного шумового сигналу, отриманого від фізичного джерела, або на застосуванні цифрових датчиків випадкових величин [24].

Отримана на виході цифрового генератора стохастична послідовність може бути зафіксована в пам'яті пристрою, до неї можуть застосовуватись різноманітні перетворення. Це дозволяє застосовувати розвинені багатоканальні та багатопозиційні методи модуляції, стабілізувати статистичні параметри фрагментів шуму, що відповідають символному інтервалу.

У роботі [25] показано, що така стабілізація дозволяє суттєво поліпшити завадостійкість систем зі стохастичним носієм.

СИСТЕМИ ЗІ СКЛАДЕНИМИ ШУМОВИМИ СИГНАЛАМИ

Один із найбільш загальних підходів до передавання інформації шумовими сигналами полягає у використанні реалізацій складених випадкових процесів. Методи їх формування та прийому на досить високому рівні загальності та математичної строгості викладені в дисертаційній роботі В.І. Парфенова [26].

Найбільш простий варіант передавача системи зв'язку зі складеними шумовими сигналами можна побудувати відповідно до структурної схеми, зображеної на рис. 1.

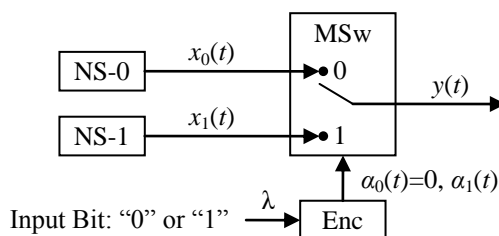


Рисунок 1 – Структурна схема передавача системи зв'язку зі складеними шумовими сигналами

Передавач містить два генератори стаціонарних гаусових шумових сигналів NS-0 та NS-1, які характеризуються відмінними кореляційними функціями $K_0(\tau)$ і $K_1(\tau)$ вихідних сигналів $x_0(t)$ і $x_1(t)$.

Якщо вхідний біт λ дорівнює "0", то сигнал кодера Enc має стале значення $\alpha_0(t)=0$. В результаті керований комутатор MSw протягом всього бітового інтервалу $t \in [0; T)$ подає на вихід передавача сигнал $x_0(t)$.

При передачі "1" протягом бітового інтервалу сигнал $\alpha_1(t)$ набуває значень 1 або 0, змінюючи ці значення в моменти часу $t = \tau_0, \tau_1, \dots, \tau_k$. В результаті вихідний сигнал $y(t)$ має вигляд кортежу фрагментів стаціонарного шуму.

Залежно від кількості генераторів, що беруть участь у формуванні сигналу, його називають одно-, дво-, трикомпонентним і т.д. та вказують кратність зміни властивостей.

Найпростіший варіант – двокомпонентний сигнал із однократною зміною властивостей. У даному випадку сигнал $\alpha_1(t)$ має наступний вигляд:

$$\alpha_1(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \tau_0, \\ 0, & \tau_0 \leq t < T. \end{cases}$$

Отже, на виході передавача спостерігатиметься сигнал

$$y(t) = \begin{cases} x_0(t), & t \in [0, T), \lambda = "0", \\ x_1(t), & 0 \leq t < \tau_0, \lambda = "1". \\ x_0(t), & \tau_0 \leq t < T, \end{cases}$$

Відповідно до класичної моделі каналу зв'язку на вході приймача спостерігається сигнал виду

$$z(t) = y(t) + n(t), \quad (1)$$

де $n(t)$ – адитивний білий гаусовий шум.

Оптимальний за критерієм ідеального спостерігача приймач системи має структуру, подану на рис. 2.

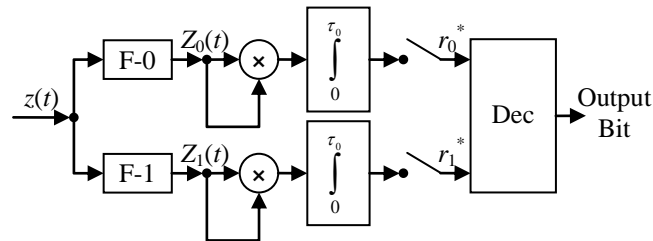


Рисунок 2 – Структурна схема приймача двокомпонентного шумового сигналу із однократною зміною властивостей

Демодулятор складається із двох енергетичних приймачів, до яких надходять сигнали

$$Z_j(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(\tau) h_j(t - \tau) d\tau, \quad j = 0, 1$$

вхідних фільтрів F-0 і F-1. Імпульсні характеристики цих фільтрів $h_j(t)$ визначаються рівностями

$$h_j(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_j(\omega) \cdot e^{i\omega\tau} d\omega,$$

де $H_j(\omega) = \frac{G_j(\omega)}{N_0/2 + G_j(\omega)}$, $G_j(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_j(\tau) \cdot e^{-i\omega\tau} d\tau$, $j = 0, 1$, N_0 – одностороння спектральна щільність завад $n(t)$.

В кінці бітового інтервалу (при $t = T$) на вхід декодера Dec надходять величини

$$r_j^* = \int_0^{\tau_0} Z_j^2(t) dt, \quad j = 0, 1. \quad (2)$$

Декодер приймає рішення про прийом того чи іншого символу за правилом

$$r_1^* \underset{"0"}{\overset{"1"}{>}} r_0^* + C, \quad \text{де } C = \frac{N_0\tau_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln \left(\frac{1 + 2G_1(\omega)/N_0}{1 + 2G_0(\omega)/N_0} \right) d\omega.$$

Із формули (2) зрозуміло, що максимальну завадостійкість дані системи зв'язку мають при $\tau_0 = T$.

Таким чином, ми приходимо до двох важливих частинних випадків системи зі складеними шумовими сигналами. Розглянемо їх нижче.

СИСТЕМА З ЧАСТОТНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

Якщо спектральні щільності $G_0(\omega)$ і $G_1(\omega)$ такі, що $C=0$ (наприклад, $G_1(\omega)$ є зсунутою по осі частот копією $G_0(\omega)$), і $\tau_0=T$, то система даного типу називається системою з частотною маніпуляцією шумового сигналу (ЧМШС) [27]. Тобто система з ЧМШС є частинним випадком системи із складеними шумовими сигналами за умови, що спектри сигналів відрізняються лише центральною частотою, а момент зміни властивостей збігається з кінцем символного інтервалу.

Необхідно відзначити, що енергія випромінювання передавача буде використовуватись максимально ефективно, якщо спектральні щільності $G_0(\omega)$ і $G_1(\omega)$ будуть близькими до прямокутних і відповідні частотні діапазони не перетинатимуться.

СИСТЕМА З АМПЛІТУДНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

Найбільш простою для реалізації, а тому важливою для практики, є система з амплітудною маніпуляцією шумового сигналу (АМШС) [28]. Вона є виродженим випадком системи із складеними шумовими сигналами за умови, що $x_0(t)$ тотожно дорівнює нулю на всьому бітовому інтервалі і $\tau_0=T$.

У такому випадку суттєво спрощується як структура передавача (рис. 1, а), так і структура приймача (рис. 1, б) системи.

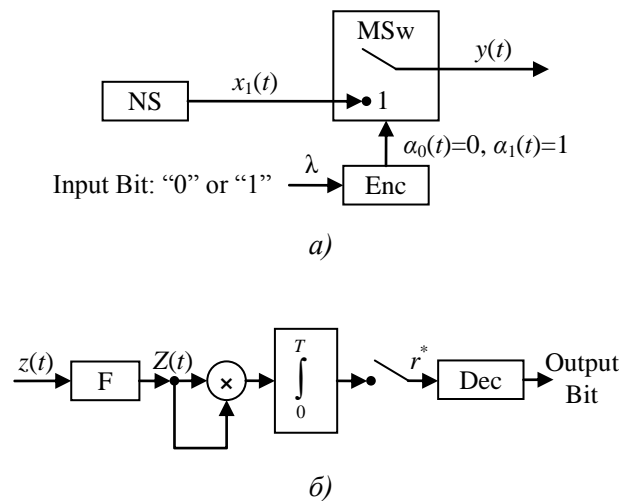


Рисунок 3 – Структурна схема передавача (а) та приймача (б) системи зв'язку з АМШС

Декодер системи з АМШС працює за правилом

$$r^* \underset{\text{"0"}}{\overset{\text{"1"}}{>}} \gamma, \quad (3)$$

де $r^* = \int_0^T Z_1^2(t) dt$ і $\gamma = \frac{N_0 T}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln(1 + 2G_1(\omega)/N_0) d\omega$.

Отже, система з АМШС є частинним випадком системи з складеними шумовими сигналами, в якій використано вироджений однокомпонентний сигнал з однократною зміною властивостей при $\tau_0=T$.

Слід зазначити, що недоліком розглянутих вище систем зв'язку є порівняно низький рівень структурної скритності сигналу. Це пояснюється тим, що при досить високому відношенні сигнал-завада чутливий вузькосмуговий енергетичний приймач може виявити у вхідному сигналі ознаки модуляції.

СИСТЕМА З МАНІПУЛЯЦІЮ КУМУЛЯНТІВ ВИЩИХ ПОРЯДКІВ

У дисертаційній роботі [29] досліджено використання кумулянтів вищих порядків деякого стохастичного процесу як інформаційних параметрів при передаванні цифрової інформації.

Якщо інформаційним параметром є дисперсія, сигнали системи гаусові і в лівій частині вирішувального правила знаходиться поліном 2-го порядку від вхідного сигналу, то дана система збігається із системою з АМШС. Принципова відмінність з'являється при маніпуляції кумулянтів 3-го порядку і вище.

Структура передавача може бути виконана за схемою рис. 1, де $\alpha_1(t) = 1$.

Нехай одновимірний розподіл стаціонарного ергодичного випадкового процесу, реалізація якого $x_0(t)$, $t \in [0, T)$ спостерігається на виході генератора NS-0, характеризується кумулянтами: $\kappa_1^{x,0} = 0$ (математичне сподівання), $\kappa_2^{x,0} = \sigma_x^2$ (дисперсія), $\kappa_3^{x,0}, \dots, \kappa_{2s}^{x,0}$, де s – деяке фіксоване натуральне число більше 2. А для генератора NS-1 відповідно маємо: $\kappa_1^{x,1} = 0$, $\kappa_2^{x,1} = \sigma_x^2$, $\kappa_3^{x,1}, \dots, \kappa_{2s}^{x,1}$.

Причому, хоча б для одної із пар кумулянтів $\kappa_j^{x,0} \neq \kappa_j^{x,1}$, $j = 3, 4, \dots, 2s$.

Генерування випадкових послідовностей з необхідними значеннями кумулянтів можна здійснити, наприклад, за методом, викладеним в [30] або [31].

Отже, сигнали, що відповідають символам “0” і “1”, відрізняються лише кумулянтами, порядок яких вище 2-го. Потужність сигналів однакова, тому енергетичні методи прийому не можуть виявити ознаки даної модуляції. В такий спосіб досягається високий рівень структурної скритності, платою за який є ускладнення структури приймача.

Загальний вигляд оптимального вирішувального правила залишається аналогічним до (3).

Але в ньому

$$r^* = \sum_{j=1}^s h_j \int_0^T \left(z^j(t) - \frac{1}{2}(m_j^{z,0} + m_j^{z,1}) \right) dt,$$

де $z(t)$ – сигнал на вході приймача, $m_j^{z,0}$ та $m_j^{z,1}$ – початкові моменти умовного одновимірного розподілу сигналу $z(t)$ при передачі символу “0” та “1” відповідно, h_j – коефіцієнти полінома.

Коефіцієнти полінома h_j визначаються як розв’язок системи рівнянь

$$\sum_{j=1}^s h_j F_{ij} = m_i^{z,1} - m_i^{z,0}, \quad i = 1, 2, \dots, s,$$

де $F_{ij} = \frac{1}{2}(m_{i+j}^{z,0} + m_i^{z,0} m_j^{z,0} + m_{i+j}^{z,1} + m_i^{z,1} m_j^{z,1})$.

Права частина вирішувального правила (пороговий рівень декодера) дорівнює

$$\gamma = \frac{T}{2} \sum_{j=1}^s h_j (m_j^{z,0} + m_j^{z,1}).$$

Недоліком цієї системи є те, що потужність завад складним чином входить у вирази, що визначають не тільки оптимальний пороговий рівень γ , а й коефіцієнти функціонала r^* . Звідси адаптація приймача до зміни відношення сигнал-завада виливається в громіздку обчислювальну задачу, складність якої швидко зростає зі зростанням степеня полінома s .

Із ростом s швидко ускладнюється також і структура приймача.

Більш прості з технічної точки зору рішення, які в той самий час забезпечують надзвичайно високий рівень структурної скритності сигналу, можна отримати при застосуванні методу передачі опорного сигналу в комплексі з автокореляційним прийомом модульованого шумового сигналу.

СИСТЕМА З КОРЕЛЯЦІЙНО-ЧАСОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

Передавач системи з кореляційно-часовою маніпуляцією шумового сигналу (КЧМШС) випромінює суму опорного й інформаційного сигналу, а внесення інформації в сигнал відбувається шляхом зміни значення часової затримки між опорним та інформаційним сигналом за законом входної послідовності біт. На рис. 4 наведено структурну схему передавача системи з КЧМШС.

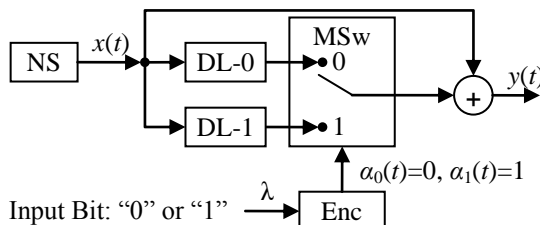


Рисунок 4 – Структурна схема передавача системи зв'язку з КЧМШС

Вперше ця система була запропонована і випробувана німецькими вченими Ф. Ланге та В. Мюллером [32-33], тому в багатьох джерелах (див., наприклад [34-35]) її називають системою Ланге-Мюллера.

Математична модель сигналу передавача системи виглядає так

$$y(t) = \begin{cases} x(t) + x(t - \tau_0), & \lambda = "0", \\ x(t) + x(t - \tau_1), & \lambda = "1", \end{cases} \quad t \in [0, T].$$

Інформаційні сигнали $x(t - \tau_0)$ або $x(t - \tau_1)$ формуються за допомогою ліній затримки DL-0 та DL-1. Для визначеності будемо вважати, що $\tau_0 < \tau_1$. При цьому для затримок τ_0 і τ_1 мають виконуватись умови

$$\tau_0 \gg 1/F, \quad \tau_1 - \tau_0 \gg 1/F,$$

де F – ширина смуги частот сигналу. Тобто найменша з затримок і різниця між затримками мають бути багато більшими ніж інтервал кореляції сигналу $x(t)$.

Структура сигналу системи забезпечує наявність додаткового максимуму автокореляційної функції (АКФ) сигналу. Часовий зсув максимуму є інформаційним параметром сигналу.

Приймач системи з Ланге-Мюллера можна виконати за схемою, яка зображена на рис. 5.

Декодер системи з КЧМШС працює за правилом

$$r_1^* \stackrel{"1"}{\gt} r_0^*,$$

де $r_0^* = \int_0^T Z(t) \cdot Z(t - \tau_0) dt$, $r_1^* = \int_0^T Z(t) \cdot Z(t - \tau_1) dt$.

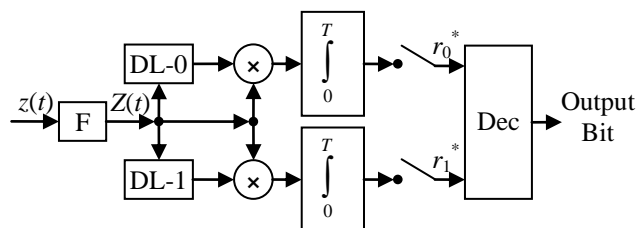


Рисунок 5 – Структурна схема приймача системи з КЧМШС

СПРОЩЕНА СИСТЕМА ЛАНГЕ-МЮЛЛЕРА

У [34] розглядається система, передавач якої виконано за схемою рис. 4, а демодулятор приймача містить лише один автокореляційний фільтр. Модифікована схема приймача зображена на рис. 6.

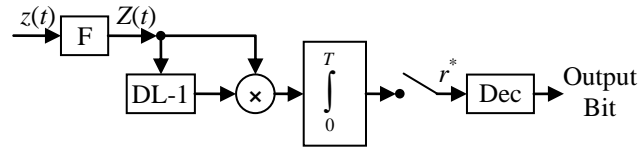


Рисунок 6 – Структурна схема приймача спрощеної системи Ланге-Мюллера

Декодер цієї системи працює за правилом виду (3).

До переваг даної системи можна віднести спрощення структури приймача.

Проте такий приймач реєструє лише наявність або відсутність додаткового максимуму АКФ з затримкою τ_1 . Отже, дана система є системою з пасивною паузою. Енергія витрачена передавачем для формування максимуму АКФ із затримкою τ_0 не має корисного використання. Крім того, компаратор декодера має відмінний від нуля пороговий рівень γ . Як результат, дана система має гіршу завадостійкість.

АВТОКОРЕЛЯЦІЙНА СИСТЕМА З ПРОТИЛЕЖНИМИ СИГНАЛАМИ

О.О. Воронін у роботі [36] запропонував систему, в якій для кодування інформації використовуються протилежні стохастичні сигнали. Структурна схема передавача системи зображена на рис. 7.

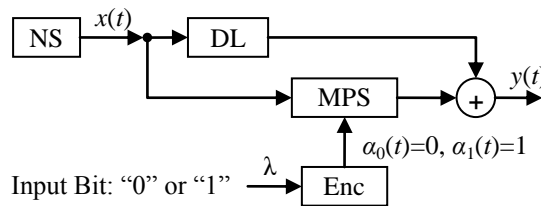


Рисунок 7 – Структурна схема передавача системи Вороніна

Ключовими елементами цього пристрою є лінія затримки DL на час τ та керований фазообертач MPS. Якщо сигнал кодера Enc, що надходить на керуючий вхід фазообертача, відповідає символу "1", то поворот фази дорівнює 0° , інакше – 180° .

Зазначимо, що широкосмуговий фазообертач MPS має забезпечувати частотннезалежний зсув фази у діапазоні частот сигналу.

На виході передавача спостерігається сигнал виду

$$y(t) = \begin{cases} -x(t) + x(t - \tau), & \lambda = "0", \\ +x(t) + x(t - \tau), & \lambda = "1", \end{cases} \quad t \in [0, T).$$

Приймач системи може бути виконаний за схемою рис. 6, якщо покласти $\tau_1 = \tau$, а оптимальний пороговий рівень декодера $\gamma = 0$. Зазначимо, що вказане значення γ не залежить від потужності завад.

Слід відзначити, що система з протилежними сигналами має найвищий рівень потенційної завадостійкості серед трьох типів автокореляційних систем, розглянутих вище. Проте високий рівень внутрішньосистемних завад суттєво погіршує характеристики таких систем. Вирішення проблеми запропоновано при розробці системи, яку розглянемо далі.

СИСТЕМА З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

Внутрішньосистемні завади виникають у системах Ланге-Мюллера та Вороніна за рахунок того, що сигнал передавача являє собою суму опорного та інформаційного сигналу. Скінченні фрагменти обмеженого за спектром шуму хоча і мають кореляцію із нульовим математичним сподіванням, однак ця кореляція у загальному випадку відмінна від нуля і може коливатися у досить широких межах.

Отже, задача полягає у якомога більш чіткому розділенні опорного та інформаційного сигналу. Один із варіантів – повне часове розділення цих сигналів, використане у системі з фазовою маніпуляцією шумового сигналу (ФМШС) [37]. Структурна схема передавача системи зображена на рис. 8.

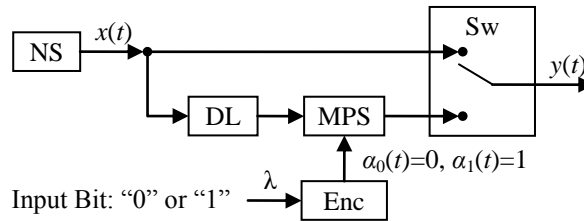


Рисунок 8 – Структурна схема передавача системи зв’язку з ФМШС

Основною принциповою відмінністю даного передавача від схеми з рис. 7 є заміна суматора (на виході передавача) на комутатор. У результаті замість адитивної суміші опорного й інформаційного сигналу в канал надходить лише опорний або лише інформаційний сигнал.

Бітовий інтервал T в цій системі складається з двох рівних за тривалістю частин. Протягом першої половини символного інтервалу (при $t \in [0, T/2)$) на вихід передавача надходить сигнал $x(t)$ безпосередньо з генератора шуму NS. Цей фрагмент бітового інтервалу використовується як опорний сигнал.

У момент часу $t = T/2$ комутатор перемикається і протягом наступної половини символного інтервалу (при $t \in [T/2, T)$) на вихід подається або дублікат опорного сигналу або сигнал протилежний до нього (залежно від символу, що передається у даний час). Зауважимо, що затримка, яку вносить в сигнал лінія DL, має дорівнювати $T/2$.

Отже, сигнал передавача системи можна подати у вигляді

$$y(t) = \begin{cases} \begin{cases} x(t), & 0 \leq t < T/2, \\ -x(t - T/2), & T/2 \leq t < T, \end{cases} & \lambda = "0", \\ \begin{cases} x(t), & 0 \leq t < T/2, \\ +x(t - T/2), & T/2 \leq t < T, \end{cases} & \lambda = "1". \end{cases}$$

Прийом сигналу відбувається за схемою аналогічною до тієї, що зображена на рис. 6. Особливістю приймача системи з ФМШС є лише те, що тривалість затримки дорівнює $T/2$ і проміжок інтегрування у інтегруючому пристрої $[T/2, T)$.

Таким чином, на вхід декодера в кінці бітового інтервалу надходить величина

$$r^* = \int_{T/2}^T Z(t) \cdot Z(t - T/2) dt.$$

Як і для системи Вороніна оптимальний пороговий рівень декодера дорівнює $\gamma = 0$.

Послідовна передача опорного та інформаційного сигналу в одному частотному діапазоні робить дану систему надзвичайно стійкою до складних умов розповсюдження сигналу, наведених у вступі до даної статті.

Слід зазначити, що розділення інформаційного та опорного сигналу за часом не єдино можливе рішення. У роботі [20] запропоновано використовувати поляризаційне розділення цих сигналів, а ще у середині 80-х років С.Г. Бунін та А.П. Войтер використали комбінацію частотного та часового розділення опорного та інформаційного шумового сигналу для побудови багатоканальної системи «ДИСПЕРС».

СИСТЕМА «ДИСПЕРС»

Відповідно до [38] структура передавача системи відповідає схемі, зображеній на рис. 9.

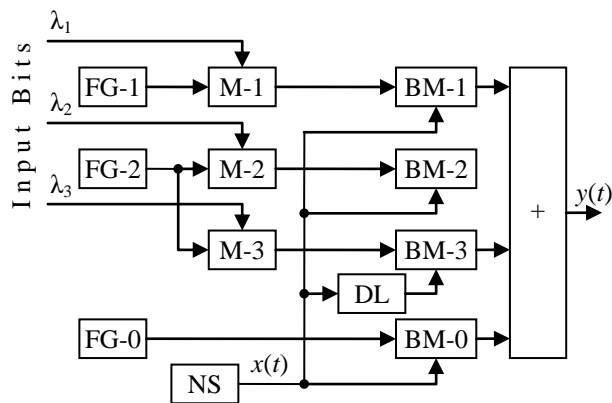


Рисунок 9 – Структурна схема передавача системи «ДИСПЕРС»

Тут показано приклад передавача триканальної системи, в якій інформаційний канал номер 1 розділяється від каналів номер 2 і 3 за рахунок різних частот генераторів гармонійних сигналів FG-1 та FG-2 (частотне розділення). Інформаційні канали номер 2 і 3 розділяються за рахунок затримки в часі розширювального сигналу $x(t)$ (розділення по часу).

Канал номер 0 використовується для передачі опорного сигналу. Він розділяється від інформаційних каналів за рахунок відмінності в частоті генератора FG-0 порівняно з FG-1 та FG-2.

Інформація вноситься у сигнал за допомогою модуляторів M-1, M-2 і M-3, а балансні модулятори BM-1, BM-2 і BM-3 слугують для розширення спектра сигналу.

Передача опорного сигналу дозволила розробникам позбутися від необхідності фазової і частотної синхронізації в приймачі системи. Проте проблема тактової (символьної) синхронізації є для систем даного типу цілком актуальною.

Прийом сигналу даної системи можна здійснити за схемою рис. 10. На цьому рисунку позначено як Det- n вузькосмуговий детектор каналу номер n .

Частотні зсуви між генераторами опорного й інформаційних каналів необхідно вибрати так, щоб після змішувача за допомогою смугового фільтра F- n можна було виділити частоту $|f_n - f_0|$, що є корисним сигналом каналу номер n . Для цього комбінаційні частоти не повинні попадати до смуг пропускання фільтрів. Вибір такої сітки частот для значної кількості каналів є складною задачею.

Крім того, у випадку наявності в каналі частотно-селективних завмирань може порушуватись відповідність між опорним та інформаційними сигналами.

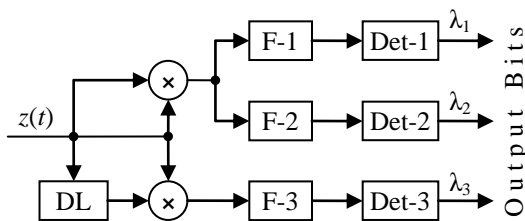


Рисунок 10 – Структурна схема приймача системи «ДИСПЕРС»

Система «ДИСПЕРС» є важливим прикладом практично реалізованої багатоканальної системи передачі даних (до 8-ми паралельних каналів), що базується на принципах переданого опорного сигналу та допускає використання стохастичного сигналу для розширення спектра.

Викладений вище матеріал подає огляд основних результатів у напрямку розробки систем зв'язку з шумовим носієм, отриманих від середини минулого століття до початку 2000-х років.

Далі розглянемо перспективні напрями досліджень останніх років та головні проблемні моменти, що виникають на шляху розвитку теорії і техніки зв'язку з шумовим носієм.

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОТЕНЦІЙНОЇ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ БАЗОВИХ МЕТОДІВ МОДУЛЯЦІЇ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

У ході розробки тієї чи іншої системи зв'язку часто доводиться шукати компроміс між складністю реалізації певних методів формування та обробки сигналу і потенційною завадостійкістю цих методів.

Нехай відома залежність $P_b = P_b(h^2)$ між імовірністю помилки прийому інформаційного біта P_b та нормованим на біт відношенням сигнал-завада h^2 (ця залежність визначається методом маніпуляції та обробки сигналу). Ширина смуги частот сигналу F та потужність сигналу на вході приймача P_y як правило обмежені із деяких технічних або нормативних міркувань. Спектральна щільність завад N_0 залежить від особливостей виділеного частотного діапазону, якості доступних для побудови системи електронних компонентів та умов функціонування системи. Тоді вимоги до достовірності передачі даних, задані нерівністю $P_b \leq p_e$, де p_e – деяка константа, легко конвертуються у вимоги на енергетичний параметр каналу $h^2 = (P_y / N_0) \cdot T$ у вигляді нерівності $h^2 \geq h_e^2$, де h_e^2 – розв'язок рівняння $P_b(h^2) = p_e$. Звідси маємо обмеження на один із найважливіших показників ефективності системи – швидкість передавання даних:

$$R = \frac{1}{T} \leq \frac{P_y}{N_0 \cdot h_e^2}.$$

Звідси зрозуміло наскільки важливим для вибору та оптимізації методів маніпуляції шумового сигналу є проблема отримання теоретичних оцінок потенційної завадостійкості цих методів.

У роботі [39] запропоновано метод розрахунку ймовірності бітової помилки у системах із шумовим носієм, що базується на знаходженні щільностей розподілу випадкових величин, які спостерігаються на виході демодулятора системи. При цьому використано перехід до дискретного часу та метод характеристичних функцій.

Це дозволило отримати незміщені теоретичні оцінки завадостійкості основних типів систем.

Відомо, що для дослідження завадостійкості класичних систем зв'язку досить вивчати залежність виду $P_b = P_b(h^2)$. Проте аналіз отриманих результатів показує, що для систем із шумовими сигналами це не так. Перерізи поверхні $P_b = P_b(h^2, B)$ при фіксованій базі сигналу $B = F \cdot T$ мають традиційний вигляд «водоспаду», але форма відповідних кривих при переході від одного значення бази до іншого змінюється.

Проте найбільш незвичний результат отримуємо, якщо дослідимо перерізи поверхні $P_b = P_b(h^2, B)$ при фіксованому значенні h^2 . Для класичних систем такі перерізи є горизонтальними прямими. Для систем з шумовими сигналами, це складної форми криві, що мають єдиний мінімум та горизонтальну асимптоту при $B \rightarrow +\infty$.

Звідси зрозуміло, що для кожного фіксованого значення сигнал-завада h^2 існує оптимальне значення бази сигналу B_{opt} , при якому досягається мінімум імовірності помилки P_b . Знайти залежність B_{opt} від h^2 можна в наступний спосіб. На площині (h^2, B) побудуємо множину ліній рівня поверхні $P_b = P_b(h^2, B)$. Проведемо на цій площині пряму $h^2 = c$, де $c = \text{const}$ задане значення. Ця пряма є дотичною до однієї із ліній рівня. Відмітимо на площині відповідну точку дотику. Тепер, змінюючи значення константи c , будемо слідкувати за траєкторією точки дотику (рис. 11). Отримана крива дає шукану залежність.

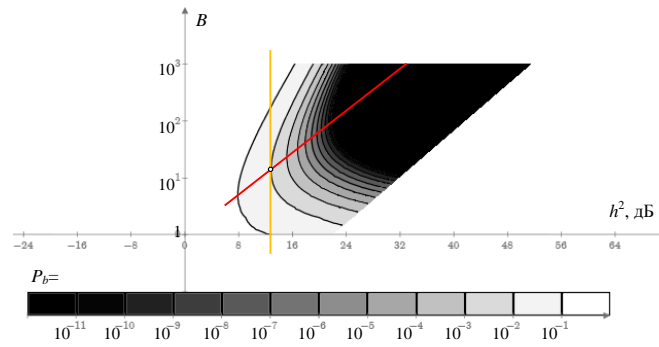


Рисунок 11 – Визначення залежності B_{opt} від h^2 для системи з ФМШС

Розкриємо суть поняття оптимальної бази, поглянувши на задачу дещо з іншої точки зору. Із досліджень відомо, що оптимальне значення бази B_{opt} пов'язане з відношенням сигнал-завада на біт h^2 співвідношенням $B_{opt} = k \cdot h^2$.

Підставимо оптимальне значення бази у рівність, що визначає відношення сигнал-завада $h^2 = \rho^2 \cdot B$, де $\rho^2 = P_y / (N_0 \cdot F)$ отримаємо

$$h^2 = \rho^2 \cdot B_{opt} = \rho^2 \cdot k \cdot h^2 \Rightarrow \rho^2 = \frac{1}{k}.$$

Отримане значення $\rho^2 = 1/k$ будемо називати оптимальним відношенням сигнал-завада за потужністю і позначатимемо ρ_{opt}^2 . Важливо зауважити, що за умов встановлення у системі оптимального значення ρ^2 будь-яке обране значення бази буде оптимальним. Важливо також, що коефіцієнт k у цих рівностях є сталим числом, яке залежить лише від типу системи.

Таким чином, процедура встановлення оптимальних параметрів системи зв'язку з шумовими сигналами передбачає наступні кроки: 1) вимірювання потужності завад у робочому діапазоні частот $P_n = N_0 \cdot F$; 2) встановлення оптимального рівня ρ^2 , шляхом регулювання потужності сигналу передавача; 3) вибір бази сигналу, необхідної для досягнення заданого значення h^2 , а значить і ймовірності помилки P_b .

Отже, слушно порівняти завадостійкість систем за умов оптимального регулювання параметрів у кожній із них. За цих умов B і h^2 є зв'язаними величинами, тому кожна система характеризується однією кривою $P_b = P_b(h^2)$. Причому форма цих кривих має класичний вигляд. Це дозволяє оцінити співвідношення між завадостійкістю досліджуваних систем одним числом [40]. Результати відповідних досліджень зведено в табл. 1.

Таблиця 1 – Значення ρ_{opt}^2 та прогнаних систем у завадостійкості

Тип системи	ρ_{opt}^2	Відносно ФМ, когерент. пр.		Відносно ФМШС	
		раз	дБ	Раз	дБ
АМШС	3,556	12,8	11,072	1,893	2,773
ЧМШС	3,2	6,76	8,299	1	0
Ланге-Мюллер	0,943	32	15,051	4,734	6,752
Спр. Ланге-Мюллер	0,978	64	18,062	9,467	9,762
Воронін	0,894	16	12,041	2,367	3,742
ФМШС	1,456	6,76	8,299	1	0

Аналіз отриманих результатів дозволяє зробити наступний висновок. Поєднання найвищої потенційної завадостійкості у даному класі систем, високої структурної скритності сигналу та прийняттого рівня енергетичної скритності робить метод ФМШС оптимальним вибором для побудови на його базі систем зв'язку з шумовим носієм.

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ З ШУМОВИМ НОСІЄМ

Одним із основних факторів, які негативно впливають на завадостійкість систем зв'язку з шумовим носієм, є флуктуації потужності сигналу на символному інтервалі.

До вирішення цієї проблеми можна підійти двома способами. Перший спосіб, запропонований у [41], орієнтований на використання у системах із аналоговим генератором шумового сигналу. Він передбачає використання генератора шуму із негаусовим розподілом. Причому такий розподіл повинен мати якомога менший кумулянтний коефіцієнт 4-го порядку γ_4 (коефіцієнт ексцесу).

Використання розподілу бінарної альтернативи ефективно підвищує завадостійкість системи (рис. 12, лінії В) порівняно з гаусовим генератором опорного сигналу (рис. 12, лінії А). На рисунку зображено графіки залежності P_b від h^2 при наступних фіксованих значеннях бази сигналу:

$$B=16 \text{ ———}; B=32 \text{ - - - - -}; B=64 \text{ — — —}.$$

Однак застосування розподілу бінарної альтернативи в генераторі шумового сигналу призводить до наявності чіткого зрізу амплітуди в осцилограмі сигналу, що є значним демаскуючим фактором на фоні гаусових завад.

У роботі [41] запропоновано методи симетризації β -розподілу, які дозволяють будувати генератор шуму із високим рівнем скритності сигналу та малим значенням коефіцієнта ексцесу. Застосування в передавачі системи генератора шуму з симетризованим β -розподілом при $\gamma_4 = -1.8$ замість розподілу бінарної альтернативи з $\gamma_4 = -2$ веде до незначних втрат завадостійкості системи (порівняйте лінії В та С на рис. 12).

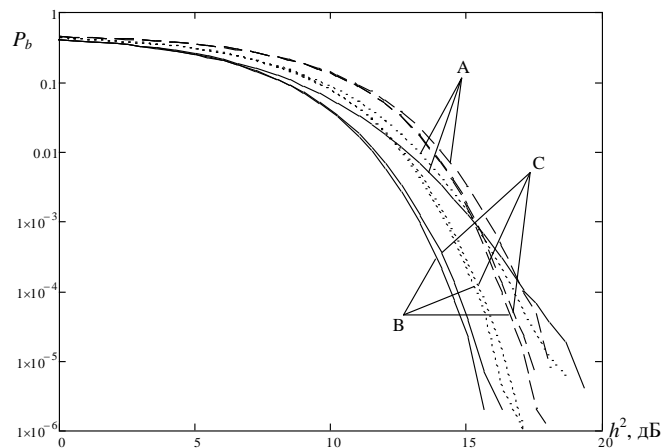


Рисунок 12 – Залежність імовірності помилки прийому інформаційного біта P_b від відношення сигнал-завада h^2 : А – гаусовий розподіл корисного сигналу; В – розподіл бінарної альтернативи; С – симетризований бета-розподіл

Інший метод підвищення завадостійкості системи – нормування потужності генератора шумового сигналу на символному інтервалі [25].

Середня потужність скінченного фрагмента деякої реалізації випадкового процесу з гаусовим розподілом ($\gamma_4 = 0$) є випадковою величиною. Існує можливість штучно позбавити реалізацію випадкового процесу від таких флуктуацій. Для цього необхідно виконати процедуру нормування, яка полягає в переході від сигналу $x(t)$, $t \in [0, T)$ до сигналу

$$\tilde{x}(t) = \frac{x(t) - m_{1\text{виб}}^{(x)}}{\sigma_{x\text{виб}}},$$

$$\text{де } m_{k\text{виб}}^{(x)} = \frac{1}{T} \int_0^T x^k(t) dt, k=1,2, \sigma_{x\text{виб}} = \sqrt{m_{2\text{виб}}^{(x)} - (m_{1\text{виб}}^{(x)})^2}.$$

У дискретному часі ця процедура набуває вигляду

$$\tilde{x} = \frac{\bar{x} - m_{1\text{виб}}^{(x)}}{\sigma_{x\text{виб}}},$$

$$\text{де } \bar{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N_x-1}), m_{k\text{виб}}^{(x)} = \frac{1}{N_x} \sum_{i=0}^{N_x-1} x_i^k.$$

Дослідження показують, що нормування сигналу на виході генератора шуму дає для завадостійкості системи той самий ефект, що й застосування в генераторі розподілу бінарної альтернативи.

Аналогова реалізація процедури нормування є досить складною задачею. Тому даний підхід до підвищення завадостійкості систем з шумовим носієм орієнтований на цифрові методи формування та обробки сигналу.

ТАКТОВА СИНХРОНІЗАЦІЯ У СИСТЕМАХ З ШУМОВИМИ СИГНАЛАМИ

Забезпечення точної тактової синхронізації є важливою задачею для систем з шумовими сигналами. Оскільки форма шумового сигналу априорі невідома на приймальній стороні, то класичні методи синхронізації не можуть бути використані. Можливі два варіанти вирішення цієї проблеми: 1) використання зовнішніх джерел хронувального сигналу (наприклад, сигналу GPS); 2) розробка специфічних методів синхронізації.

Оскільки використання зовнішнього синхросигналу вимагає наявності додаткової приймальної апаратури та істотно знижує захищеність даних у системі, то має сенс дослідження специфічних методів синхронізації систем зв'язку з шумовим носієм.

Перший метод, запропонований у [42], орієнтований на використання у системах з аналоговим генератором шуму.

За цим методом кожен інформаційний пакет має розпочинатися детермінованою послідовністю біт. Через оптимальні авто- та взаємкореляційних властивостей в якості таких послідовностей слушно скористатися кодами Баркера довжини 11 або (краще) 13. На приймальній стороні вихід автокореляційного пристрою подається на фільтр, імпульсна характеристика якого має вигляд пилкоподібної функції, полярність піків якої відповідає обраній послідовності Баркера. При виявленні синхропослідовності фільтр реагує високим вузьким викидом вихідного сигналу, що дозволяє здійснити синхронізацію системи.

Дослідження емпіричних розподілів помилки синхронізації, отриманих шляхом імітаційного моделювання системи, при різних параметрах сигналу дозволяє стверджувати, що при достатній базі сигналу даний метод цілком прийнятний для практичного використання. Перевагою даного методу є незмінність структури і властивостей сигналу, а також обробка синхросигналу в низькочастотній області.

Недоліком є значна кількість службової інформації в інформаційному пакеті, що зменшує швидкість передачі даних.

Інший варіант вирішення проблеми синхронізації, запропонований у [43], передбачає використання цифрового генератора стохастичних послідовностей. Метод полягає у застосуванні до інформаційної частини сигналу спеціально розробленого лінійного перетворення A . Відповідність між опорним та інформаційним сигналом відновлюється в передавачі шляхом застосування прямого перетворення до опорного сигналу, або оберненого перетворення до інформаційного. Перетворення A має задовольняти таким вимогам: 1) збереження основних статистичних характеристик сигналу $x(t)$;

2) сигнали $x(t)$ і $A(x(t))$, $t \in [0, T)$ повинні мати хороші взаємкореляційні властивості; 3) функція $r(t)$, що спостерігається на виході демодулятора (при відновленні відповідності), повинна мати гострий екстремум у кінці символного інтервалу.

Для векторів скінченновимірному простору перетворення, що задовольняють вказаним умовам, можуть бути задані системою оптимальні кодові послідовності (ОКП). Для кожного натурального $n = p - 1$, де p – просте число, система ОКП визначається матрицею A з елементами

$$a_{ij} = i \cdot j \bmod (n+1), \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad j = 1, 2, \dots, n.$$

Матриця A – симетрична, її рядки будемо позначати A_i , $i = 0, 1, \dots, n-1$. Ці рядки утворюють систему кодових послідовностей, оптимальну в тому розумінні, що будь-які дві послідовності A_i і A_j , $i \neq j$, при довільних аперіодичних зсувах одна відносно іншої мають не більше одного збігу.

Кожну кодову послідовність будемо інтерпретувати як перетворення n -вимірному евклідовому простору, що полягає у відповідній перестановці координат векторів. Зазначимо, що послідовність A_0 завжди являє собою натуральну перестановку, а отже, визначає тотожне перетворення. Тому для побудови системи синхронізації використовують послідовності з номерами від 1 до $n-1$.

В роботі отримано оцінки завадостійкості даного методу синхронізації та визначено оптимальні порогові значення детектора синхросигналів (рис. 13). На рисунку біля кривих вказано розмірність вектора, який є дискретним представленням опорного сигналу.

Важливим побічним ефектом даного методу тактової синхронізації є значне підвищення структурної скритності сигналу, оскільки не уповноважений спостерігач, який не знає виду перетворення застосованого у системі, не може вірно виділити інформацію із перехопленого сигналу.

При цьому кожна приймальна станція повинна мати можливість виділити із суміші каналних сигналів «свій» сигнал за деякою адресною ознакою.

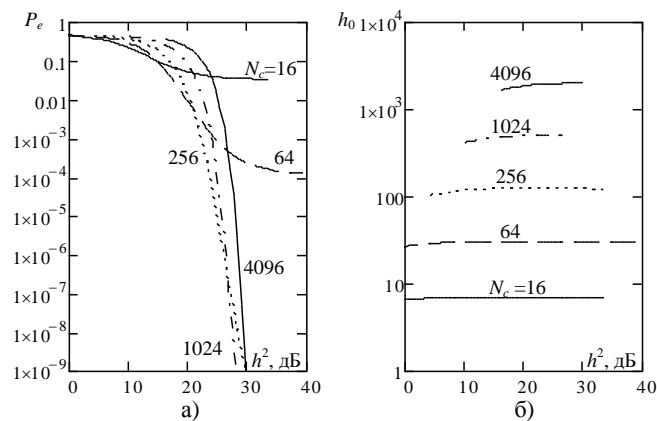


Рисунок 13 – Імовірність помилки синхронізації (а) та оптимальний пороговий рівень детектора (б)

Класичний підхід до розв’язання задачі побудови системи множинного доступу передбачає використання ортогональних або квазіортогональних сигнальних ансамблів. Тоді форма сигналу, вибраного із ансамблю для того чи іншого каналу, слугує адресною ознакою для розділення каналів, а ортогональність сигналів мінімізує міжканальну інтерференцію.

При використанні у системі стохастичного сигналу виникає дві проблеми: 1) форма сигналу не може слугувати адресною ознакою каналу, оскільки вона апіорі не відома на приймальній стороні; 2) задача побудови великих ансамблів ортогональних стохастичних сигналів не була раніше вирішена.

Підхід до вирішення проблеми запропонований у роботі [44]. Ідея наступна. Нехай існує система лінійних перетворень, застосування якої до будь-якого фіксованого стохастичного вектора дає

ортогональний ансамбль векторів. Адресною ознакою каналу зв'язку є вид перетворення, яке в передавачі застосовується до інформаційного сигналу. Приймач цього каналу застосовує ідентичне перетворення до опорного сигналу. Відповідність між опорним і інформаційним сигналом відновлюється. У [44] показана можливість застосування такого методу розподілу каналів у однорангових ad-hoc системах.

У роботі [45] показано, що найбільшого ефекту можна досягти при застосуванні даного методу розподілення каналів у системі множинного доступу з централізованим керуванням. У такому випадку сингали прямого каналу (базова станція – абонентські термінали) можуть бути повністю синхронізовані, а опорний сигнал може бути спільним для всіх каналів. На даний час відомі також методи квазісинхронної організації зворотного каналу. За таких умов ортогональність ансамблю інформаційних сигналів дозволяє звести до мінімуму міжканальну інтерференцію.

Задача побудови максимальної за об'ємом системи лінійних перетворень, на якій базується метод розподілення каналів, вирішена у роботі [46].

Формально-математична постановка задачі наступна. Нехай R^n – n -вимірний дійсний евклідів простір, а \bar{x} – фіксований ненульовий вектор цього простору, заданий своїми координатами в стандартному базисі. Необхідно побудувати максимальну систему лінійних перетворень (операторів) A_1, A_2, \dots, A_q , для яких виконуються наступні умови:

- 1) $\langle A_i \bar{x}, \bar{x} \rangle = 0, \quad i = 1, 2, \dots, q;$
- 2) $\langle A_i \bar{x}, A_j \bar{x} \rangle = |\bar{x}|^2 \cdot \delta_{ij}, \quad i = 1, 2, \dots, q, \quad j = 1, 2, \dots, q,$

де δ_{ij} – символ Кронекера;

- 3) $|A_i \bar{x}| = |\bar{x}|, \quad i = 1, 2, \dots, q.$

У роботі доведено, що на систему операторів A_1, A_2, \dots, A_q можна дивитися як на базисні елементи алгебри Кліфорда $Cl(p, q)$ з додатною сигнатурою p та від'ємною сигнатурою q .

Для розв'язання поставленої в задачі нас цікавитимуть лише ті максимальні алгебри Кліфорда, які при фіксованому $n = 2^m$ мають найбільшу від'ємну сигнатуру (табл. 2).

Таблиця 2 – Максимальні алгебри Кліфорда з найбільшими від'ємними сигнатурами при заданому n

m	1	2	3	4	5	6	7	...
n	2	4	8	16	32	64	128	...
Сигн.	(0,1)	(0,3)	(0,7)	(1,8)	(0,9)	(0,11)	(0,15)	...

Загалом максимальна кількість q нетотожних перетворень у системі залежить від розмірності $n = 2^m$ вектора \bar{x} і визначається рівністю

$$q = \left[\frac{\log_2 n - 1}{4} \right] \cdot 8 + \begin{cases} 1, & (\log_2 n - 1) \bmod 4 = 0, \\ 3, & (\log_2 n - 1) \bmod 4 = 1, \\ 7, & (\log_2 n - 1) \bmod 4 = 2, \\ 8, & (\log_2 n - 1) \bmod 4 = 3, \end{cases}$$

де квадратні дужки позначають операцію взяття цілої частини, а вираз виду $a \bmod b$ означає остачу від ділення числа a на число b .

Спираючись на результати, викладені в [47], у роботі [46] отримані рекурентні співвідношення, що дозволяють знайти дійсні матричні представлення базисних елементів усіх алгебр Кліфорда, що увійшли до табл. 2. Показано, що для практичного застосування оптимальним є запис операторів системи у вигляді формул перетворення координат вектора, які отримали назву знакозмінних перестановок. Приклади систем знакозмінних перестановок наведено в табл. 3.

Запропонована структура сигналу системи множинного доступу дозволяє отримати вигреш у ймовірності помилки в перерахунку на біт переданої інформації при збільшенні кількості активних каналів. Цей вигреш досягається ціною ускладнення алгоритмів формування і обробки сигналу та завдяки більш оптимальному використанню інформаційної ємності шумового сигналу. Слід зауважити, що при цьому додаткового розширення спектра сигналу порівняно з бінарною системою з ФМШС не відбувається.

ПОБУДОВА СИСТЕМ СУБ-ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ З ШУМОВИМИ СИГНАЛАМИ

Переваги систем зв'язку з шумовим носієм повною мірою проявляються лише за умови достатньої ширини спектра сигналу (мінімум кілька сотень МГц, оптимально кілька ГГц).

Одним із варіантів вирішення проблеми є перехід до суб-терагерцового діапазону частот.

Освоєння суб-терагерцового діапазону саме по собі викликає значний інтерес у зв'язку з наступним:

1. Слабка завантаженість даного діапазону порівняно з сантиметровим діапазоном.
2. Можливість виділення широких смуг частот (до 5 ГГц).
3. Спрощена процедура виділення частот у багатьох країнах світу.

Запропонована структура сигналу системи множинного доступу дозволяє отримати вигреш у ймовірності помилки в перерахунку на біт переданої інформації при збільшенні кількості активних каналів. Цей вигреш досягається ціною ускладнення алгоритмів формування і обробки сигналу та завдяки більш оптимальному використанню інформаційної ємності шумового сигналу. Слід зауважити, що при цьому додаткового розширення спектра сигналу порівняно з бінарною системою з ФМШС не відбувається.

Таблиця 3 — Представлення операторів формулами перетворення координат

n	i	$A_{(p,q),i}$
2	1	$(x_2, -x_1)$
4	1	$(x_4, x_3, -x_2, -x_1)$
	2	$(x_3, -x_4, -x_1, x_2)$
	3	$(x_2, -x_1, x_4, -x_3)$
8	1	$(x_7, x_8, x_5, x_6, -x_3, -x_4, -x_1, -x_2)$
	2	$(x_5, x_6, -x_7, -x_8, -x_1, -x_2, x_3, x_4)$
	3	$(x_4, x_3, -x_2, -x_1, x_8, x_7, -x_6, -x_5)$
	4	$(x_3, -x_4, -x_1, x_2, x_7, -x_8, -x_5, x_6)$
	5	$(x_6, -x_5, x_8, -x_7, x_2, -x_1, x_4, -x_3)$
	6	$(x_2, -x_1, x_4, -x_3, -x_6, x_5, -x_8, x_7)$
	7	$(x_8, -x_7, -x_6, x_5, -x_4, x_3, x_2, -x_1)$

ПОБУДОВА СИСТЕМ СУБ-ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ З ШУМОВИМИ СИГНАЛАМИ

Переваги систем зв'язку з шумовим носієм повною мірою проявляються лише за умови достатньої ширини спектра сигналу (мінімум кілька сотень МГц, оптимально кілька ГГц).

Одним із варіантів вирішення проблеми є перехід до суб-терагерцового діапазону частот.

Освоєння суб-терагерцового діапазону саме по собі викликає значний інтерес у зв'язку з наступним:

1. Слабка завантаженість даного діапазону порівняно з сантиметровим діапазоном.
2. Можливість виділення широких смуг частот (до 5 ГГц).
3. Спрощена процедура виділення частот у багатьох країнах світу.
4. Істотне зниження габаритів антенних систем, які забезпечують при цьому формування вузької діаграми напрямленості.
5. Швидке загасання радіохвиль у поєднанні з вузьконапрямленими антенами усуває проблему інтерференції різних джерел сигналу, що спрощує задачу частотного планування.
6. Екологічна безпека.

Зазначені обставини роблять цей діапазон унікальним для побудови персональних, локальних і міських транспортних бездротових мереж, а також каналів «точка-точка» (радіорелейних ліній).

Простота структури приймально-передавальних пристроїв систем зв'язку з шумовими сигналами робить їх цілком придатними для реалізації в суб-терагерцовому діапазоні частот. Таким чином, шумові автокореляційні системи даного діапазону набувають сукупність властивостей надто привабливих для розробки ефективних систем конфіденційного зв'язку.

Розглянемо основні підходи до побудови систем зв'язку з шумовим носієм у суб-терагерцовому діапазоні [48].

Найбільший інтерес з точки зору простоти структури та ефективності реалізації являє побудова системи з прямою генерацією та обробкою сигналу в суб-терагерцовому діапазоні частот.

Цей підхід дозволяє повною мірою реалізувати всі зазначені вище переваги.

Проблемною точкою реалізації системи з ФМШС є розробка широкопсмугового фазообертача з постійним (частотно-незалежним) зсувом фази на 180° , що працює в діапазоні 130-134 ГГц і довга лінія затримки (половина бітового інтервалу). Критично важливим вузлом є також швидкодіючий комутатор.

Для реалізації систем з шумовими сигналами можливі також інші варіанти. Зокрема формування і модуляція сигналу на проміжній частоті з подальшим перенесенням частот в суб-терагерцовий діапазон. Даний підхід інтенсивно досліджується колективом учених під керівництвом М.Ю. Ільченка [49].

Сучасні засоби цифрового формування та обробки сигналу роблять достатньо перспективною реалізацію системи з використанням цифрового генератора випадкової послідовності.

Сучасні ЦАП і АЦП дозволяють формувати і обробляти сигнали з шириною смуги в кілька ГГц, а цифрова форма подання сигналу дозволяє здійснювати складні методи модуляції стохастичного сигналу.

Таким чином, розробка і побудова систем зв'язку суб-терагерцового діапазону з шумовим сигналом-переносником висуває ряд цікавих науково-технічних завдань, вирішення яких відкриває перспективи розвитку нового напрямку екологічно безпечних телекомунікаційних систем, що забезпечують високий рівень захищеності інформації.

ВИСНОВКИ

У даному огляді показано, що історія теоретичних і експериментальних досліджень у галузі систем зв'язку з шумовими сигналами сягає середини ХХ століття.

За цей час накопичено значний арсенал методів внесення інформації до шумового сигналу та прийому таких сигналів. Серед бінарних методів маніпуляції шуму одним із найбільш перспективних вбачається фазова маніпуляція шумового сигналу.

Основними напрямками застосування автокореляційних систем з шумовим носієм є побудова систем конфіденційного зв'язку, де пріоритетними є задачі захисту переданої інформації від перехоплення та захисту каналу від інжектування сторонньої інформації.

Крім того, методи передачі інформації, які розглянуті у роботі, дозволяють простими техніч-

ними засобами вирішувати проблему забезпечення стійкого зв'язку у складних умовах розповсюдження сигналу, зокрема у багатопромених каналах.

У роботі висвітлено найбільш актуальні задачі теоретичного і практичного змісту, що стосуються систем зв'язку з шумовим носієм:

1) розвиток загальної теорії потенційної завадостійкості систем зв'язку зі стохастичними сигналами;

2) пошук шляхів підвищення надійності передавання даних шумовими сигналами у гаусовому каналі та в неklasичних каналах (багатопроменивий канал, канал із квазігармонійними завадами, канал із імпульсними завадами);

3) удосконалення методів тактової синхронізації систем з шумовим носієм;

4) розробка методів формування повного ортогонального базису на базі стохастичного вектора;

5) розробка швидкодіючих широкосмугових електронних компонентів суб-терагерцового діапазону частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Pestrikov V.M. Era of tubeless wireless communications devices / Pestrikov V.M.. – Sevastopol: Weber, 2011. – 185 p.
2. Rodionov V.M. The Birth of Radio Engineering / Rodionov V.M. – M.: 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. – M.: Sovetskoye Radio, 1969. – 232 p.
6. Noise-Like Signals in Data Transmission Systems / Ed. by V.B. Pestryakov. – M.: Sovetskoye Radio, 1973. – 424 p.
7. Varakin L.E. Communication Systems with Noise-Like Signals / Varakin L.E.. – Moscow: Radio i sviaz', 1985. – 384 p.
8. Ilchenko M.Ye. Telecommunication Broadband Radio Access Systems / M.Ye. Ilchenko, S.A. Kravchuk. – Kyiv: Naukova dumka, 2009. – 312 p.
9. Harmuth H.F. Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio communication / H.F. Harmuth. – New York: Academic Press, 1981.
10. History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators / T.W. Barrett // *Progress In Electromagnetics: Symposium 2000 (PIERS2000)*, Cambridge, MA. – 2000.
11. Bunin S.G. Ultra wide band impulse signals in future long range communication systems / S.G. Bunin // *Micro-wave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2011 21th International Crimean Conference, 12-16 Sept. 2011. – Sevastopol: SevNTU, 2011. – P. 26–27.
12. Dmitriev A.S. Model of Transistor Oscillator with Chaotic Dynamic / A.S. Dmitriev, V.P. Ivanov, M.N. Lebedev // *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 / H. Fujisaka, T. Yamada // *Prog. Theor. Phys*. – 1983. – Vol. 69, No. 1. – P. 32–47.
14. Pecora L.M. Synchronization in chaotic systems / L.M. Pecora, T.L. Carroll // *Phys. Rev. Lett*. – 1990. – Vol. 64, No. 8. – P. 821–824.
15. Zakharchenko N.V., Korchinsky V.V., Radzimovsky B.K. Multi-User Access in Communication Systems with chaotic Signals / N.V. Zakharchenko N.V., V.V. Korchinsk, Radzimovsky B.K.// *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. – 2011. – № 5/9 (53). – P. 26–29.
16. Kostenko P.Yu. Detection of the chaotic process distorted by the white noise using BDS statistics / P.Yu. Kostenko, A.N. Barsukov, K.S. Vasiuta, S.N. Symonenko // *Radioelectron. Commun. Syst*. – 2009. – Vol. 52, No. 11. – P. 599–605.

17. Bhat L. Performance analysis of chaotic DS-CDMA with CSK modulation L. Bhat, K.L. Sudha // *International Journal of Mobile Network Communications & Telematics (IJMNCT)*. – 2012. – Vol. 2, No. 2. – P. 21–30.
18. Kolumbán G. Basics of communications using chaos / G. Kolumbán, T. Krébesz, K.T. Chi, F.C.M. Lau // *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 / V.I. Kalinin // *Technical Physics Letters*. – 2005. – Vol. 31, No. 11. – 2005. – P. 929–931.
20. Narayanan R.M. Covert communications using heterodyne correlation random noise signals / R.M. Narayanan, J. Chuang // *Electronics Letters*. – 2007. – Vol. 43, No. 22. – P. 1211–1212.
21. Narytnik T. Sub-terahertz low power UWB communication link for WPAN / T. Narytnik, A. Amro, M. Ilchenko, V. Kalinin, O. Turabi // *Network and Complex Systems*. – 2012. – Vol. 2, No. 4. – P. 45–49.
22. Ilchenko M.Ye. Wireless UWB ecologically friendly communications at 70 nanowatt radiation power / M.Ye. Ilchenko, V.I. Kalinin, T.N. Narytnik, V.A. Cherepenin // *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2011 21th International Crimean Conference, 12-16 Sept. 2011. – Sevastopol: SevNTU, 2011. – P. 355–356.
23. Yanenko A.F. Reference noise generator for millimetric radiometry / A.F. Yanenko, S.N. Peregodov // *Bulletin of National Technical University of Ukraine. Series “Radiotechnique. Radioapparatus Building”*. – 2009. – No. 38. – P. 69–72.
24. Denda W. Rauschen als Information / W. Denda. – Heidelberg: Hüthig, 1988. – 188 s.
25. Didkowsky R.M. Increasing Performance of differential Noise-shift keying Communication System / R.M. Didkowsky, N.V. Oleksienko // *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2013 23rd International Crimean Conference. 9-13 Sept. 2013. – Sevastopol: SevNTU, 2013. – P. 256–257.
26. Trifonov A.P. Optimal Reception of a Stochastic Signal with Unknown Duration Against the Background of White Noise / A.P. Trifonov, V.I. Parfenov, D.V. Mishin // *Radiophysics and Quantum Electronics*. – 2001. – Vol. 44, Issue 10. – P. 820–832.
27. Murarka N.P. Spread spectrum system using noise band shift keying / N.P. Murarka // *IEEE Trans. On Communications*. – 1973. – Vol. 17. – No. 7. – P. 842–847.
28. Gaussian Vector Signals in digital Communications. Amplitude and polarization manipulation / L.P. Murza // *Radiotekhnika i Elektronika*. – 1983. – Vol. 28. – No. 3. – P. 461–468.
29. Lega Yu.G. System engineering of communications with noise signals / Yu.G. Lega. – Kyiv: Naukova dumka, 2000. – 304 p.
30. Didkowsky R.M. Synthesis non-Gaussian random Numbers determined of Finite Cumulant Sequences / R.M. Didkowsky, S.M. Pervuninsky // *Bulletin of ChETI*. – 1999. – No. 1. – P. 29–32.
31. Didkowsky R.M. Polynomial transformation of Gaussian random sequences / R.M. Didkowsky // *Bulletin of ChETI*. – 1999. – No. 4. – P. 63–68.
32. Lange F. Korrelationselektronik / F. Lange. – Berlin: Verlag Technik, 1962.
33. Müller W.T. Untersuchungen zur Korrelationsabstandsmodulation / W.T. Müller // *Nachrichtentechnik*. – 1964. – B. 14. – H. 11.
34. Semenov A.M., Sikarev A.A. Wideband radio-communication / A.M. Semenov, A.A. Sikarev. – M.: Vojenizdat, 1970. – 280 p.
35. Mazurkov M.I. Wideband radio-communication systems / M.I. Mazurkov. – Odessa: Nauka i tekhnika, 2010. – 340 p.
36. Voronin A.A. Noise-like signals as effective method for fading suppression / A.A. Voronin // *Electrosvjaz’*. – 1966. – № 7.
37. Pervuninsky S.M. Mathematical Simulation of Communication Systems Using Time Correlation Modulation / S.M. Pervuninsky, R.M. Didkowsky, V.V. Metelap, Yu.Ye. Tobilevych // *Visnyk Cherkaskoho Universytetu. Ser. Applied Mathematics*. – 2006. – No. 83. – P. 112–123.
38. Bunin S.G. Data-Processing Packet Radio Networks / S.G. Bunin, A.P. Voiter. – Kyiv: Tekhnika, 1989. – 223 p.
39. Pervuninsky S.M. Calculation of error probability for differential noise-shift keying signal receiver by using the characteristic function method / S.M. Pervuninsky, R.M. Didkowsky // *Scientific works of ONAT n.a. Popov*. – 2011. – No. 1. – P. 33–42.

40. Didkowsky R.M. Basic methods of stochastic signal modulation / R.M. Didkowsky, S.M. Pervuninsky, N.I. Bokla // *Doklady BGUIR*. – 2013. – No. 4(74). – P. 50–55.
41. Didkowsky R.M. Using non-Gaussian distributions in the differential noise-shift-keying communication system / R.M. Didkowsky // *Scientific notes USRCI*. – 2010. – No. 4 (16). – P. 70–77.
42. Didkowsky R.M., Vovchenko A.V., Bokla N.I. Symbol timing synchronization with the usage of Barker sequences in communication systems utilizing stochastic signals / R.M. Didkowsky, A.V. Vovchenko, N.I. Bokla // *Automatic Control and Computer Sciences*. – 2013. – Vol. 47, Issue 3. – P. 165-172.
43. Didkowsky R.M., Optimal code sequences in problems of clock synchronization of communication systems with noise signal phase-shift keying / R.M. Didkowsky, Yu.G. Lega, S.M. Pervuninsky // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2012. – Vol. 55, Issue 4. – P. 157-165.
44. Didkowsky R.M. Enhancing performances in multiple-access differential chaos-shift-keying communication system / R.M. Didkowsky // *Scientific notes USRCI*. – 2010. – No. 2(14). – P. 23–31.
45. Lega Yu.G. The centralized communication system of the multiple access with noise signal phase intriguing / Yu.G. Lega, S.M. Pervuninsky, R.M. Didkowsky // *Computer Printing Technologies*. – 2012. – No. 27. – P. 139–151.
46. Ilchenko M.Ye. Clifford Algebra in Multipleaccess Noise-Signal Communication Systems / M.Ye. Ilchenko, T.N. Narytnik, R.M. Didkovsky // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2013. – Vol. 72. – No. 18. – P. 1651-1663.
47. Toppan F. Division Algebra, Generalized Supersymmetries, and Octonionic M-theory / F. Toppan // *CBPF - Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas, Notas de física*, 2004. – No. 031/04. – 17 p.
48. Ilchenko M.Ye. Development directions of communication systems utilizing noise signals in sub-terahertz frequency band / M.Ye. Ilchenko, T.N. Narytnik, R.M. Didkovsky // *Problems of info-communications. Science and Technology (PIC S&T), 2013 1st International Conference, 9-11 Oct. 2013*. – Kharkov: KhNURE, 2013. – P. 18-20.
49. Ilchenko M.E., Cherepenin V.A., Kalinin V.I., Narytnik T.N., Chapurskiy V.V. Wireless terahertz communications with spectral modulation of ultra-wideband noise signals / M.E. Ilchenko, V.A. Cherepenin, V.I. Kalinin, T.N. Narytnik, V.V. Chapurskiy // *Telecommunication Sciences*. – 2012. – Vol. 3. – No. 2. – P. 39–43.