

УДК 621.396.1

ПРИНЦИП ПОБУДОВИ БАГАТОКАНАЛЬНОЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ІЗ СТОХАСТИЧНИМ НОСІЄМ

ІЛЬЧЕНКО М.Ю., НАРИТНИК Т.М., ДІДКОВСЬКИЙ Р.М.

НТУУ “Київський політехнічний інститут”

FRAMEWORK OF MULTICHANNEL TELECOMMUNICATION SYSTEM UTILIZING STOCHASTIC CARRIER

ILCHENKO M.Ye., NARYTNIK T.N., DIDKOWSKY R. M.

NTUU “Kiev polytechnic institute”

***Анотація.** У статті запропоновано принцип побудови і функціонування багатоканальної телекомунікаційної системи на базі фазової маніпуляції шумового сигналу. Кодове розділення каналів у даній системі здійснюється за допомогою ансамблю ортогональних перетворень дискретного сигналу. Показано, що такий спосіб побудови системи зв'язку значно підвищує її завадостійкість.*

***Abstract.** In this paper, a principle of organization and functioning of multichannel telecommunication system based on differential noise-shift-keying is presented. Code division channel access in this system is based on ensemble of orthogonal transformations of discrete signal. This method of system construction enhances its performance.*

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Розробки у напрямку використання стохастичного (шумового) сигналу як носія інформації у системі зв'язку були розпочаті ще в 50-х – 70-х роках минулого століття [1–3]. Проте, недостатньо розвинена елементна база та ряд принципових проблем, що виникли на шляху практичної реалізації систем з шумовими сигналами, відкинули розпочаті дослідження на декілька десятиліть.

Основні переваги таких систем все таки знайшли своє втілення під час розробки систем зв'язку з псевдошумовими надширокополосними сигналами [4–5]. Проте низка привабливих властивостей шумових та хаотичних сигналів (серед яких неперевершений рівень структурної скритності сигналу, велика інформаційна ємність та стійкість до багатопроменевого розповсюдження [6]) вивели проблему побудови ефективної системи зв'язку з шумовим носієм у ряд актуальних науково-технічних проблем. При цьому розвиток теорії та техніки цифрової обробки сигналів [7], що спостерігається протягом останніх двох десятиліть, дозволяє по-новому подивитися на перспективи та напрямки розробки надширокополосних систем зв'язку, побудованих на базі стохастичних сигналів.

В останні десятиліття дослідниками запропоновано цілу низку систем зв'язку, що використовують динамічний хаос або шум в якості переносника інформації [8–12].

Однією з найбільш перспективних систем даного типу є системи з фазовою маніпуляцією шумового сигналу (ФМШС), яка має кращі показники завадостійкості у даному класі систем [13].

До переваг систем з ФМШС слід віднести автокореляційний метод прийому сигналів. Це дозволяє позбутися на приймальній стороні від генератора опорного сигналу та пристрою фазової синхронізації. У такій системі як носій використовується істинно шумовий сигнал (в розумінні реалізації деякого випадкового процесу), а оптимальний пороговий рівень детектора завжди дорівнює нулю незалежно від рівня завад [13].

Таким чином, система з ФМШС може бути обрана за основу при побудові багатоканальної завадостійкої системи передачі цифрових даних.

Отже, метою даної роботи є розробка принципів побудови та функціонування багатоканальної телекомунікаційної системи передачі цифрової інформації на базі ФМШС.

Таким чином, необхідно забезпечити багатоканальну передачу інформації від кількох незалежних джерел у спільному частотному діапазоні за допомогою модульованих по фазі шумових

сигналів. При цьому використовується принцип передачі опорного сигналу та автокореляційного прийом із застосуванням цифрових засобів формування та оброблення сигналу.

ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧІ

Запропонована в роботі система дозволяє здійснювати багатоканальне передавання інформації із кодовим розділенням каналів при використанні шумового (випадкової форми) носія.

Ознакою для виділення інформації, що передається певним каналом, є вид перетворення, який застосовується передавачем до інформаційної частини сигналу в цифровому представленні. Як і в бінарній системі з ФМШС, у запропонованій системі відбувається передача опорного сигналу із розділенням опорного й інформаційного сигналу за часом. Проте у даному випадку інформаційний сигнал є груповим сигналом. Він формується як сума каналних сигналів і випромінюється після передачі опорного сигналу.

На приймальній стороні після фільтрації та зниження частоти відбувається аналогово-цифрове перетворення вхідного сигналу і прийом здійснюється цифровими методами шляхом обчислення скалярного добутку двох векторів, що представляють інформаційний груповий сигнал та опорний сигнал, до якого попередньо застосовано відповідне каналу перетворення.

Застосування приймачем певного перетворення до опорного сигналу відновлює ідентичність між змінним опорним сигналом та відповідною складовою групового інформаційного сигналу.

Спеціально побудована система перетворень забезпечує ортогональність каналних сигналів та мінімізацію міжканальної інтерференції.

Оскільки компоненти групового інформаційного сигналу передаються лінією зв'язку у видозміненому по відношенню до опорного сигналу вигляді, то кореляція між опорним та інформаційним сигналом втрачається. Випадкова форма опорного сигналу, що постійно змінюється, не дозволяє встановити зв'язок між опорним та інформаційним сигналом методами статистичного аналізу. Як наслідок, не уповноважений спостерігач, який не знає виду застосованих при формуванні інформаційного сигналу перетворень, не має можливості отримати доступ до переданої інформації. Таким чином, забезпечується високий рівень структурної скритності та криптостійкості передачі даних.

На рис. 1 подано структурну функціональну схему телекомунікаційної системи, що пропонується.

Система містить передавач 1, з'єднаний через лінію зв'язку 2 із приймачем 3. Передавач має $n + 1$ входів, на які подаються цифрові сигнали від незалежних синхронізованих бінарних джерел повідомлень 4, 4-1, ..., 4- n , цифровий генератор випадкової величини 5, двопозиційний комутатор 6, буфери пам'яті 7, 7-1, ..., 7- n , цифрові перетворювачі-модулятори 8, 8-1, ..., 8- n із різними законами перетворення, цифровий суматор 9, цифровий атенуатор 10, цифро-аналоговий перетворювач 11, конвертор частоти вгору 12. Приймач містить вхідний смуговий фільтр 13, конвертор частоти вниз 14, аналогово-цифровий перетворювач 15, двопозиційні комутатори 16, 16-1, ..., 16- n , буфери пам'яті 17, 17-1, ..., 17- n , цифрові перетворювачі 18, 18-1, ..., 18- n , цифрові перемножувачі 19, 19-1, ..., 19- n , цифрові накопичувачі 20, 20-1, ..., 20- n , порогові детектори 21, 21-1, ..., 21- n , $n + 1$ цифрових виходів, які з'єднані із споживачами повідомлень 22, 22-1, ..., 22- n .

Система працює наступним чином.

Її робота циклічна. Один цикл відповідає передачі по одному біту інформації від кожного із джерел 4, 4-1, ..., 4- n до відповідних споживачів 21, 21-1, ..., 21- n . Тривалість символного інтервалу позначимо T . Протягом першої половини символного інтервалу тривалості $T/2$ генератор випадкової величини 5 продукує вибірку із N незалежних реалізацій x_1, x_2, \dots, x_N випадкової величини із заданим імовірнісним розподілом. Комутатор 6 в цей час замкнений на вихід генератора і числа x_i , $i = 1, 2, \dots, N$ потрапляють безпосередньо до цифро-аналогового перетворювача 11. Аналоговий сигнал із цифро-аналогового перетворювача надходить на конвертор частоти вгору 12. Вихідний сигнал конвертора передається в лінію зв'язку. Таким чином, протягом першої половини символного інтервалу формується опорний сигнал.

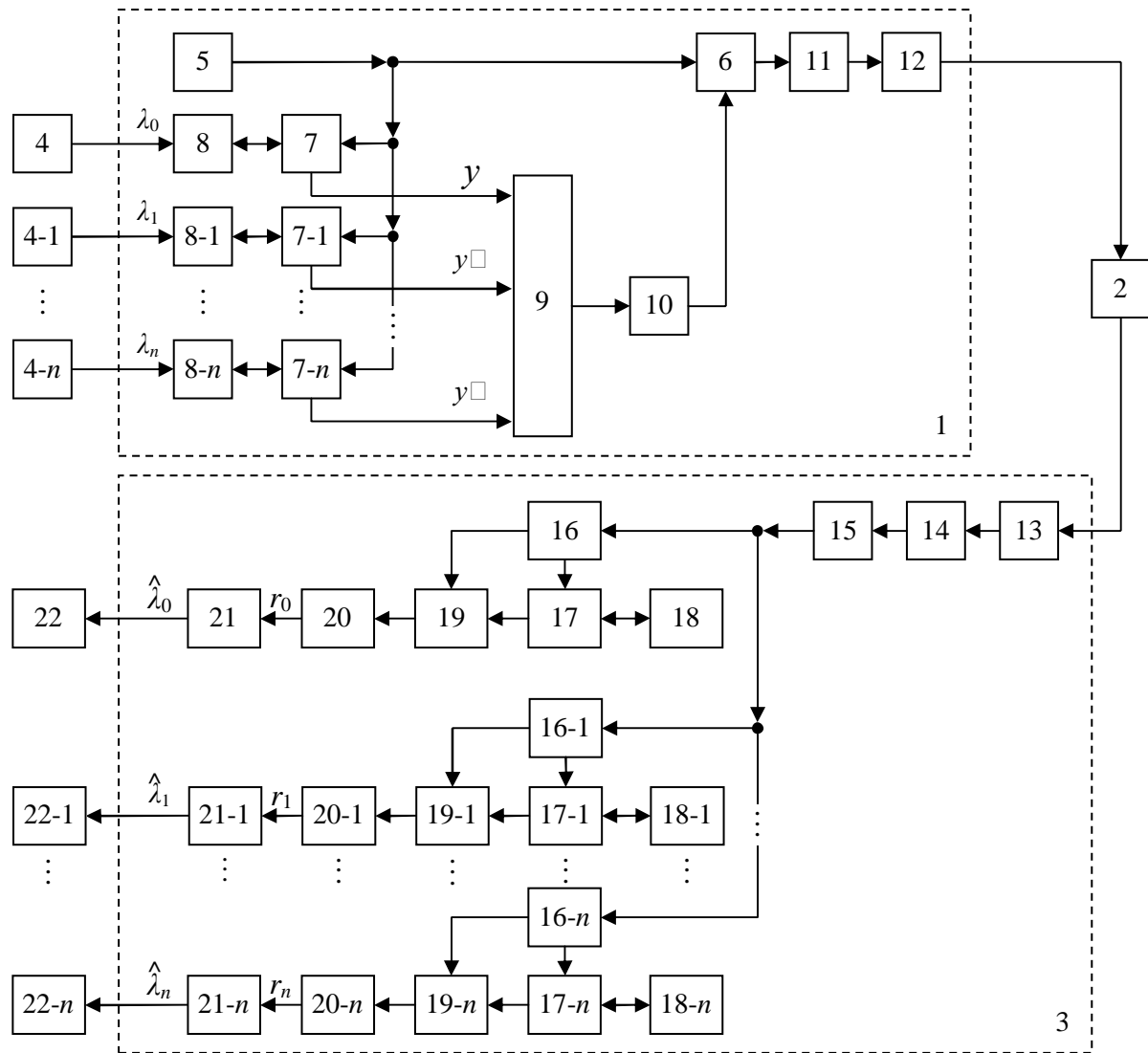


Рисунок 1 – Структурна схема багатоканальної телекомунікаційної системи з стохастичним носієм

У цей самий час числа x_i , $i = 1, 2, \dots, N$, накопичуються у буферах пам'яті 7, 7-1, ..., 7- n . У момент закінчення формування опорного сигналу кожен буфер містить (набір чисел) вектор $\bar{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$. Вектор із буфера 7- j , $j = 1, 2, \dots, n$, пересилається до перетворювача-модулятора 8- j , який формує вектор

$$\bar{y}_j = \alpha_j A_j \bar{x},$$

де $\alpha_j = 1$, якщо поточний біт λ_j , що надійшов від джерела 4- j дорівнює «1», і $\alpha_j = -1$, якщо λ_j дорівнює «0», A_j – лінійне ортогональне перетворення (оператор) номер j із набору перетворень спеціального виду, побудованих на основі дійсних матричних представлень базисних елементів алгебр Кліфорда [14]. Множник α_j забезпечує бінарну фазову маніпуляцію вектора \bar{x} відповідно інформації, яка передається в каналі номер j .

Перетворення A_0 , яке виконує перетворювач-модулятор 8 тотожне, тобто тут відбувається лише модуляція вектора \bar{x} . Отже, $\bar{y}_j = \alpha_j \bar{x}$.

Результуючі вектори $\bar{y}_0, \bar{y}_1, \dots, \bar{y}_n$, що є цифровим представленням каналних інформаційних сигналів, пересилаються у зворотному напрямку до буферів 7, 7-1, ..., 7- n відповідно.

Система перетворень A_0, A_1, \dots, A_n має ту властивість, що для будь-якого ненульового вектора \bar{x} його образи $A_0 \bar{x}, A_1 \bar{x}, \dots, A_n \bar{x}$ утворюють ортогональну систему векторів.

Кількість n нетотожних перетворень у системі залежить від розмірності $N = 2^k$ вектора \bar{x} і визначається рівністю

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

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

Правила перетворення координат, що визначають оператори A_j , $j = 1, 2, \dots, n$, отримуються із дійсних матричних представлень (гамма-матриць розмірності $N \times N$) базисних елементів деякої алгебри Кліфорда $Cl(p, n)$, із додатною сигнатурою p та від'ємною сигнатурою n . Алгебри вибираються таким чином, щоб при заданій розмірності гамма-матриць від'ємна сигнатура n , яка визначає кількість операторів у системі, була максимальною. Оператор A_0 виконує тотожне перетворення і визначається одиничною матрицею розмірності $N \times N$, яку позначають \mathbf{E}_N .

При $N = 2$ в система перетворень складається із тотожного перетворення

$$A_0(x_1, x_2) = (x_1, x_2)$$

та єдиного нетотожного перетворення A_1 , яке у стандартному базисі визначається матрицею

$$\tau_0 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Матриця τ_0 є гамма-матрицею алгебри Кліфорда $Cl(0,1)$, що ізоморфна алгебрі комплексних чисел.

Дія оператора A_1 на вектор \bar{x} визначається правилами матричного множення

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ -x_1 \end{pmatrix}.$$

Отже, у формі правила перетворення координат дія оператора A_1 записується наступним чином

$$A_1(x_1, x_2) = (x_2, -x_1).$$

Для побудови правил перетворення координат для операторів, що діють у просторі розмірності $N = 4$, необхідні матриці

$$\tau_0 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}, \quad \tau_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad \tau_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}.$$

Тоді гамма-матриці алгебри $Cl(0,3)$, що ізоморфна тілу кватерніонів, визначаються рівностями

$$\gamma_{(0,3),1} = \tau_0 \otimes \tau_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \gamma_{(0,3),2} = \tau_0 \otimes \tau_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$\gamma_{(0,3),3} = \mathbf{E}_2 \otimes \tau_0 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix},$$

де символ \otimes позначає тензорний (кронекерівський) добуток матриць.

Отже, правила для системи перетворень при $N = 4$ записуються так

$$A_0(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_1, x_2, x_3, x_4),$$

$$A_1(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_4, x_3, -x_2, -x_1),$$

$$A_2(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_3, -x_4, -x_1, x_2),$$

$$A_3(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_2, -x_1, x_4, -x_3).$$

Система перетворень для простору розмірності $N = 8$, окрім тотожного перетворення, складається ще із 7-ми операторів, що визначаються гамма-матрицями алгебри $Cl(0,7)$

$$\begin{aligned}
 \gamma_{(0,7),1} &= \tau_0 \otimes \tau_1 \otimes \mathbf{E}_2; \gamma_{(0,7),2} = \tau_0 \otimes \tau_2 \otimes \mathbf{E}_2; \gamma_{(0,7),3} = \mathbf{E}_2 \otimes \tau_0 \otimes \tau_1; \\
 \gamma_{(0,7),4} &= \mathbf{E}_2 \otimes \tau_0 \otimes \tau_2; \gamma_{(0,7),5} = \tau_1 \otimes \mathbf{E}_2 \otimes \tau_0; \gamma_{(0,7),6} = \tau_2 \otimes \mathbf{E}_2 \otimes \tau_0; \\
 \gamma_{(0,7),7} &= \tau_0 \otimes \tau_0 \otimes \tau_0.
 \end{aligned}$$

Має місце твердження. Якщо $\gamma_{(p,n),i}$ ($i=1,2,\dots,p+n$) – гамма-матриці алгебри Кліфорда розмірності $N \times N$ алгебри $Cl(p,n)$, то гамма-матриці алгебри $Cl(p+1,n+1)$ мають розмірність $2N \times 2N$ і можуть бути знайдені за формулами:

$$\begin{aligned}
 \gamma_{(p+1,n+1),i} &= \tau_1 \otimes \gamma_{(p,n),i}, \quad i=1,2,\dots,p+n, \\
 \gamma_{(p+1,n+1),p+n+1} &= \tau_0 \otimes \mathbf{E}_N, \quad \gamma_{(p+1,n+1),p+n+2} = \tau_2 \otimes \mathbf{E}_N.
 \end{aligned} \tag{2}$$

Застосувавши формулу (2) до гамма-матриць алгебри $Cl(0,7)$, отримаємо матриці розмірності 16×16 , що реалізують $Cl(1,8)$. При цьому зазначимо, що всі кососиметричні матриці отримають номери від 1 до 8, а матриця $\gamma_{(1,8),9}$ буде симетричною (що визначає додатну сигнатуру).

Спираючись на представлення алгебр $Cl(0,1)$; $Cl(0,3)$ та $Cl(0,7)$ записуються загальні формули для серії алгебр Кліфорда $Cl(0,k+8m)$, де $k=1,3,7$. Нехай $\gamma_{(0,k),i}$ – реалізація $Cl(0,k)$ для $k=1,3,7$, тоді [15]

$$\begin{aligned}
 \gamma_{(0,k+8m),i} &= \gamma_{(0,k),i} \otimes \gamma_{(1,8),9} \otimes \dots \dots \dots \otimes \gamma_{(1,8),9}, \\
 & \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad i=1,2,\dots,k, \\
 \gamma_{(0,k+8m),k+j} &= \mathbf{E}_{k+1} \otimes \gamma_{(1,8),j} \otimes \mathbf{E}_{16} \otimes \dots \dots \dots \otimes \mathbf{E}_{16}, \\
 \gamma_{(0,k+8m),k+8+j} &= \mathbf{E}_{k+1} \otimes \gamma_{(1,8),9} \otimes \gamma_{(1,8),j} \otimes \mathbf{E}_{16} \otimes \dots \dots \dots \otimes \mathbf{E}_{16}, \\
 \gamma_{(0,k+8m),k+16+j} &= \mathbf{E}_{k+1} \otimes \gamma_{(1,8),9} \otimes \gamma_{(1,8),9} \otimes \gamma_{(1,8),j} \otimes \mathbf{E}_{16} \otimes \dots \dots \dots \otimes \mathbf{E}_{16}, \\
 \dots & \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\
 \gamma_{(0,k+8m),k+8(m-1)+j} &= \mathbf{E}_{k+1} \otimes \underbrace{\gamma_{(1,8),9} \otimes \dots \dots \dots \otimes \gamma_{(1,8),9} \otimes \gamma_{(1,8),j}}_m, \\
 & \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad j=1,2,\dots,8.
 \end{aligned}$$

Ці формули дозволяють отримати реалізації всіх потрібних алгебр, окрім серії $Cl(1,8m)$. Гамма-матриці алгебри Кліфорда виду $Cl(1,8m)$ отримуються за формулами (2) з використанням реалізації алгебри $Cl(0,7+8(m-1))$.

Таким чином, сформульовані рекурентні правила дозволяють побудувати дійсні матричні представлення для всіх алгебр Кліфорда, що мають максимальну від’ємну сигнатуру при заданій розмірності гамма-матриць $N \times N$. Це забезпечує побудову системи перетворень A_0, A_1, \dots, A_n із максимальною кількістю операторів при заданій розмірності N вектора \bar{x} . У табл. 1 наведено системи перетворень (окрім тотожного перетворення) для деяких $N > 4$.

Протягом другої половини символічного інтервалу координати векторів $\bar{y}_0, \bar{y}_1, \dots, \bar{y}_N$ через рівні проміжки часу послідовно надходять до суматора 9. Отримана сума відповідних координат подається до атенюатора 10, коефіцієнт якого дорівнює $1/\sqrt{n+1}$. Це забезпечує рівність потужності опорного та інформаційного групового сигналу. Таким чином, цифрове представлення інформаційного групового сигналу записується у вигляді вектора

$$\bar{Y} = \frac{1}{\sqrt{n+1}} \sum_{j=0}^n \alpha_j A_j \bar{x}.$$

В цей час комутатор 6 замкнений на вихід атенюатора, тому числа, що є координатами вектора \bar{Y} , послідовно надходять до цифро-аналогового перетворювача 11. Після конвертора частоти вгору 12 аналоговий сигнал надходить до лінії зв'язку 2. Формування інформаційного сигналу завершується, цикл передачі повторюється знову до завершення передавання повідомлення.

Таблиця 1 – Системи перетворень

N	j	A_j
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	$(x_8, -x_7, -x_6, x_5, -x_4, x_3, x_2, -x_1)$
16	1	$(x_{15}, x_{16}, x_{13}, x_{14}, -x_{11}, -x_{12}, -x_9, -x_{10}, x_7, x_8, x_5, x_6, -x_3, -x_4, -x_1, -x_2)$
	2	$(x_{13}, x_{14}, -x_{15}, -x_{16}, -x_9, -x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_5, x_6, -x_7, -x_8, -x_1, -x_2, x_3, x_4)$
	3	$(x_{12}, x_{11}, -x_{10}, -x_9, x_{16}, x_{15}, -x_{14}, -x_{13}, x_4, x_3, -x_2, -x_1, x_8, x_7, -x_6, -x_5)$
	4	$(x_{11}, -x_{12}, -x_9, x_{10}, x_{15}, -x_{16}, -x_{13}, x_{14}, x_3, -x_4, -x_1, x_2, x_7, -x_8, -x_5, x_6)$
	5	$(x_{14}, -x_{13}, x_{16}, -x_{15}, x_{10}, -x_9, x_{12}, -x_{11}, x_6, -x_5, x_8, -x_7, x_2, -x_1, x_4, -x_3)$
	6	$(x_{10}, -x_9, x_{12}, -x_{11}, -x_{14}, x_{13}, -x_{16}, x_{15}, x_2, -x_1, x_4, -x_3, -x_6, x_5, -x_8, x_7)$
	7	$(x_{16}, -x_{15}, -x_{14}, x_{13}, -x_{12}, x_{11}, x_{10}, -x_9, x_8, -x_7, -x_6, x_5, -x_4, x_3, x_2, -x_1)$
	8	$(x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16}, -x_1, -x_2, -x_3, -x_4, -x_5, -x_6, -x_7, -x_8)$
32	1	$(x_{17}, x_{18}, x_{19}, x_{20}, x_{21}, x_{22}, x_{23}, x_{24}, -x_{25}, -x_{26}, -x_{27}, -x_{28}, -x_{29}, -x_{30}, -x_{31}, -x_{32}, -x_1, -x_2, -x_3, -x_4, -x_5, -x_6, -x_7, -x_8, x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16})$
	2	$(x_{15}, x_{16}, x_{13}, x_{14}, -x_{11}, -x_{12}, -x_9, -x_{10}, x_7, x_8, x_5, x_6, -x_3, -x_4, -x_1, -x_2, x_{31}, x_{32}, x_{29}, x_{30}, -x_{27}, -x_{28}, -x_{25}, -x_{26}, x_{23}, x_{24}, x_{21}, x_{22}, -x_{19}, -x_{20}, -x_{17}, -x_{18})$
	3	$(x_{13}, x_{14}, -x_{15}, -x_{16}, -x_9, -x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_5, x_6, -x_7, -x_8, -x_1, -x_2, x_3, x_4, x_{29}, x_{30}, -x_{31}, -x_{32}, -x_{25}, -x_{26}, x_{27}, x_{28}, x_{21}, x_{22}, -x_{23}, -x_{24}, -x_{17}, -x_{18}, x_{19}, x_{20})$
	4	$(x_{12}, x_{11}, -x_{10}, -x_9, x_{16}, x_{15}, -x_{14}, -x_{13}, x_4, x_3, -x_2, -x_1, x_8, x_7, -x_6, -x_5, x_{28}, x_{27}, -x_{26}, -x_{25}, x_{32}, x_{31}, -x_{30}, -x_{29}, x_{20}, x_{19}, -x_{18}, -x_{17}, x_{24}, x_{23}, -x_{22}, -x_{21})$
	5	$(x_{11}, -x_{12}, -x_9, x_{10}, x_{15}, -x_{16}, -x_{13}, x_{14}, x_3, -x_4, -x_1, x_2, x_7, -x_8, -x_5, x_6, x_{27}, -x_{28}, -x_{25}, x_{26}, x_{31}, -x_{32}, -x_{29}, x_{30}, x_{19}, -x_{20}, -x_{17}, x_{18}, x_{23}, -x_{24}, -x_{21}, x_{22})$
	6	$(x_{14}, -x_{13}, x_{16}, -x_{15}, x_{10}, -x_9, x_{12}, -x_{11}, x_6, -x_5, x_8, -x_7, x_2, -x_1, x_4, -x_3, x_{30}, -x_{29}, x_{32}, -x_{31}, x_{26}, -x_{25}, x_{28}, -x_{27}, x_{22}, -x_{21}, x_{24}, -x_{23}, x_{18}, -x_{17}, x_{20}, -x_{19})$
	7	$(x_{10}, -x_9, x_{12}, -x_{11}, -x_{14}, x_{13}, -x_{16}, x_{15}, x_2, -x_1, x_4, -x_3, -x_6, x_5, -x_8, x_7, x_{26}, -x_{25}, x_{28}, -x_{27}, -x_{30}, x_{29}, -x_{32}, x_{31}, x_{18}, -x_{17}, x_{20}, -x_{19}, -x_{22}, x_{21}, -x_{24}, x_{23})$
	8	$(x_{16}, -x_{15}, -x_{14}, x_{13}, -x_{12}, x_{11}, x_{10}, -x_9, x_8, -x_7, -x_6, x_5, -x_4, x_3, x_2, -x_1, x_{32}, -x_{31}, -x_{30}, x_{29}, -x_{28}, x_{27}, x_{26}, -x_{25}, x_{24}, -x_{23}, -x_{22}, x_{21}, -x_{20}, x_{19}, x_{18}, -x_{17})$
	9	$(x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16}, -x_1, -x_2, -x_3, -x_4, -x_5, -x_6, -x_7, -x_8, x_{25}, x_{26}, x_{27}, x_{28}, x_{29}, x_{30}, x_{31}, x_{32}, -x_{17}, -x_{18}, -x_{19}, -x_{20}, -x_{21}, -x_{22}, -x_{23}, -x_{24})$
...

Сигнал із лінії зв'язку надходить до смугового фільтра 13, конвертора частоти вниз 14 та аналогово-цифрового перетворювача 15.

Протягом першої половини символного інтервалу комутатори 16, 16-1, ..., 16- n замикають вихід аналогово-цифрового перетворювача 15 із буферами пам'яті 17, 17-1, ..., 17- n . В результаті числа, що відповідають відлікам опорного сигналу, накопичуються у буферах і у момент часу $T/2$ кожен буфер містить вектор

$$\bar{z} = \bar{x} + \bar{n},$$

де \bar{n} – вектор, що складається із відліків адитивних флуктуаційних завад в діапазоні частот корисного сигналу, відібраних протягом приймання опорного сигналу.

Вектор \bar{z} надходить із буферів до цифрових перетворювачів 18, 18-1, ..., 18- n , що формують вектори $A_0\bar{z}$, $A_1\bar{z}$, ..., $A_N\bar{z}$ та передають їх у зворотному напрямку до відповідних буферів.

Комутатори перемикаються і з'єднують вихід аналогово-цифрового перетворювача 15 із входами цифрових перемножувачів 19, 19-1, ..., 19- n . На інший вхід кожного перемножувача послідовно надходять числа із відповідних буферів пам'яті 17, 17-1, ..., 17- n . Результати множення

підсумовуються у цифрових накопичувачах 20, 20-1, ..., 20- n , значення в яких на початку символічного інтервалу дорівнює нулю.

У кінці символічного інтервалу накопичувач 20- j містить скалярний добуток векторів

$$r_j = \langle A_j \bar{z}, \bar{Y} + \bar{m} \rangle, \quad (3)$$

де \bar{m} – вектор, що складається із відліків адитивних флуктуаційних завад в діапазоні частот корисного сигналу, відібраних протягом приймання інформаційного сигналу.

У розгорнутому вигляді рівність (3) запишеться так

$$\begin{aligned} r_j &= \left\langle A_j (\bar{x} + \bar{n}), \frac{1}{\sqrt{n+1}} \sum_{k=0}^n \alpha_k A_k \bar{x} + \bar{m} \right\rangle = \\ &= \left\langle A_j \bar{x}, \frac{1}{\sqrt{n+1}} \sum_{k=0}^n \alpha_k A_k \bar{x} \right\rangle + \langle A_j \bar{x}, \bar{m} \rangle + \left\langle A_j \bar{n}, \frac{1}{\sqrt{n+1}} \sum_{k=0}^n \alpha_k A_k \bar{x} \right\rangle + \langle A_j \bar{n}, \bar{m} \rangle. \end{aligned}$$

Через ортогональність системи векторів $A_0 \bar{x}$, $A_1 \bar{x}$, ..., $A_N \bar{x}$ перший доданок останньої формули значно спрощується, і містить лише скалярний квадрат вектора $A_j \bar{x}$. Отже,

$$r_j = \alpha_j \frac{1}{\sqrt{n+1}} (A_j \bar{x})^2 + \langle A_j \bar{x}, \bar{m} \rangle + \left\langle A_j \bar{n}, \frac{1}{\sqrt{n+1}} \sum_{j=0}^n \alpha_k A_k \bar{x} \right\rangle + \langle A_j \bar{n}, \bar{m} \rangle.$$

Останні три доданки r_j є результатом впливу завад, а перший доданок має цілком певний знак, що визначається інформаційним параметром α_j .

В кінці символічного інтервалу числа r_0, r_1, \dots, r_n надходять до порогових детекторів 21, 21-1, ..., 21- n , а накопичувачі 20, 20-1, ..., 20- n скидаються на нуль.

Кожен пороговий детектор 21- j порівнює значення r_j з нулем. Якщо $r_j > 0$, то до споживача повідомлень 22- j надсилається біт «1», інакше біт «0».

Внесені зміни дозволяють здійснювати одночасне передавання інформації по багатьох незалежних каналах в одному частотному діапазоні за рахунок використання ортогонального ансамблю стохастичних векторів.

Максимальна кількість каналів зв'язку, що забезпечується запропонованою системою, дорівнює $n + 1$. Число n залежить від бази сигналу B (добутку ширини смуги частот F на тривалість символічного інтервалу T), яка чисельно дорівнює розмірності N вектора \bar{x} , що є цифровим представленням опорного сигналу. Відповідна залежність описується формулою (1).

Опорний сигнал завдяки своєму стохастичному характеру має іншу форму на кожному символічному інтервалі, що унеможливує для не уповноваженого спостерігача статистичний аналіз сигналу з метою виявлення його структури та вилучення переданої інформації. Крім того, при формуванні каналних інформаційних сигналів до опорного сигналу разом із фазовою маніпуляцією застосовується одне із перетворень A_j , в результаті чого відповідність між опорним та інформаційним сигналом маскується. Вказані фактори забезпечують високий рівень структурної скритності та криптостійкості сигналу.

Запропонована структура сигналу дозволяє отримати вигоду у завадостійкості при збільшенні кількості активних каналів. Цей вигоду 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.

Проведена серія імітаційних обчислювальних експериментів дозволила оцінити отриманий вигоду у завадостійкості. На рис. 2 наведено результати досліджень залежності ймовірності помилки передачі-прийому біта інформації P_b від нормованого відношення сигнал-завада $h^2 = E_b/N_0$, де E_b – енергія передачі одного біта: N_0 – одностороння спектральна щільність завад (адитивного білого гауссового шуму), для випадку $N = 32$. Кількість активних каналів вказана безпосередньо на рис. 2 (див. позначення кривих). Зауважимо, що при використанні лише одного каналу (крива позначена 1 на рис. 2) запропонована система відповідає бінарній системі з ФМШС.

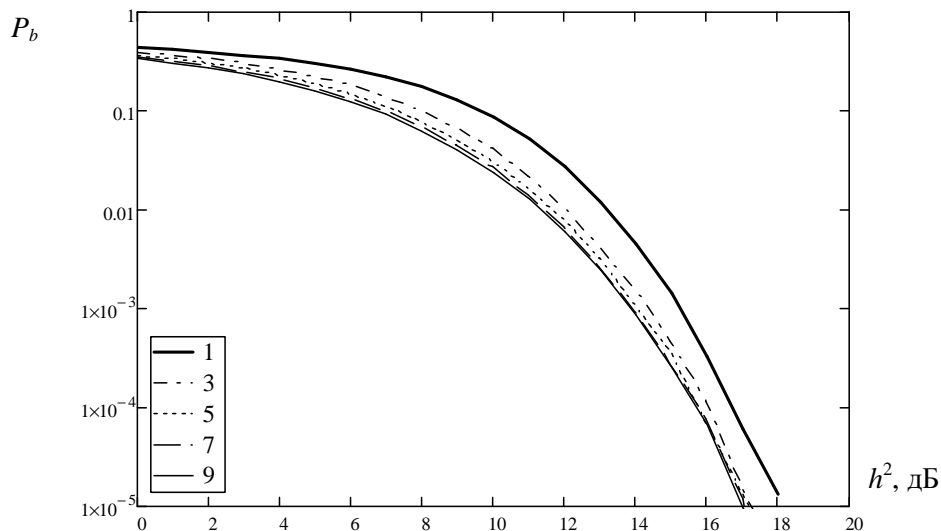


Рисунок 2 – Оцінки завадостійкості системи методом імітаційного обчислювального експерименту

Можна зробити висновок, що оптимальний варіант експлуатації системи передбачає використання максимально можливої кількості каналів при заданій базі сигналу.

Нехай, наприклад, при розробці технічної реалізації бінарної системи з ФМШС використано смугу частот шириною $F = 1$ ГГц, а тривалість символного інтервалу дорівнює $T = 32$ нс, тоді швидкість передавання даних дорівнює $31,25 \cdot 10^6$ біт/с, а база сигналу $B = 32$. За таких умов імовірність бітової помилки P_b на рівні 10^{-5} досягається при відношенні сигнал-завада з потужністю $\rho^2 = 2$ (або 3,01 дБ), при цьому нормоване відношення сигнал-завада $h^2 = 64$ (або 18,062 дБ).

При збереженні смуги частот та тривалості символного інтервалу розмірність вектора цифрового представлення опорного сигналу у запропонованій системі дорівнюватиме $N=32$ при мінімально необхідній швидкості цифро-аналогового та аналогово-цифрового перетворення (у передавачі та приймачі системи відповідно) рівній $2 \cdot 10^9$ відліків/с. За формулою (1) для $N=32$ знайдемо, що $n=9$, тобто в системі може бути побудовано $n+1=10$ паралельних каналів. Сумарна швидкість передачі даних (по всіх каналах) зросте порівняно з бінарною системою у 10 раз і дорівнюватиме $312,5 \cdot 10^6$ біт/с, а вигравш у нормованому відношенні сигнал-завада h^2 становитиме близько 1,26 раз (або 1 дБ, див. рис. 2).

ВИСНОВКИ

Таким чином, застосування запропонованого у роботі принципу побудови і функціонування системи зв'язку із стохастичним носієм забезпечує значне підвищення загальної пропускну здатності (коефіцієнт підвищення залежить від бази сигналу) порівняно з бінарною системою на базі фазової маніпуляції шумового сигналу. Це досягається шляхом організації багатоканального передавання даних із кодовим розподілом каналів.

Адресною ознакою для виділення інформації, що передається по певному каналу, є вид перетворення, яке застосовується до інформаційної частини сигналу передавачем цього каналу. Використані системи перетворень, отримані на основі дійсних матричних представлень базисних елементів абстрактних алгебр Кліфорда із максимальною від'ємною сигнатурою, забезпечують ортогональність інформаційних сигналів різних каналів, а, значить, мінімізацію міжканальної інтерференції.

Побудова багатоканальної телекомунікаційної системи на сформульованому в роботі принципі дозволяє поліпшити завадостійкість системи за рахунок ускладнення формування і оброблення сигналу, а також забезпечити високий рівень структурної скритності та криптостійкості сигналу.

Робота виконана за підтримки Державного фонду фундаментальних досліджень за договором з Державним агентством з питань науки, інновацій та інформатизації України № Ф53/133-2013 у рамках спільного російсько-українського проекту № Ф53.7/001.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Харкевич А.А. Передача сигналов модулированным шумом / А.А. Харкевич // Электросвязь. – 1957. – №11. – С. 18–23.
- 2 Price R. A Communication Technique for Multipath Channels / R. Price, P.E. Green // Proceedings of the IRE, Mar., 1958. – P. 555–570.
- 3 Семенов А.М. Широкополосная радиосвязь / А.М. Семенов, А.А. Сикарев. – М.: Воениздат, 1970. – 280 с.
- 4 Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Варакин Л.Е.. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
- 5 Pickholtz R.L. Spread spectrum for mobile communications / R.L. Pickholtz, L.B. Milstein, D.L. Schilling // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1991. – Vol. 40, Issue: 2. – P. 313–322.
- 6 Андреев Ю.В. Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде распространения / Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, А.В. Клецов // Радиотехника электроника. – 2007. – Т. 52, №7. – С.838–846.
- 7 Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов / Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.
- 8 Parlitz U. Transmission of digital signals by chaotic synchronization / U. Parlitz, L.O. Chua, L. Kocarev, K.S. Halle, A. Shang // International Journal of Bifurcation and Chaos. – 1992. – Vol. 2. – P. 973–977.
- 9 Dedieu H. Chaos shift keying: Modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuit / H. Dedieu, M.P. Kennedy, M. Hasler // IEEE Trans. Circuits Syst. II. – 1993. – Vol. 40. – P. 634–642.
- 10 Kolumbán G. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communications / G. Kolumbán, B. Vizvari, W. Schwarz, A. Abel // Proc., 4th Int. Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronics Systems, (NDES'96), Seville, Spain, June 1996. – P. 87–92.
- 11 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, N. 4. – pp. 45–49.
- 12 Ильченко М.Е. Подходы к построению систем связи суб-терагерцового диапазона частот с фазовой манипуляцией шумового сигнала / М.Е. Ильченко, Т.Н. Нарытник, Р.М. Дидковский // 23-я международная Крымская конф. «Крымико-2013»[СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии],; (Севастополь, 9-13 сент. 2013)/ СевНТУ. – Севастополь: материалы конф. – 2013. – С. 248–249.
- 13 Первунінський С.М. Дослідження завадостійкості бінарного автокореляційного приймача шумових сигналів з фазовою маніпуляцією / С.М. Первунінський, Р.М. Дідковський, В.В. Метеллап // Наукові записки УНДІЗ. – 2008. – №1(3). – С.56–63.
- 14 Ilchenko M.Ye. Clifford Algebra in Multiple access Noise-Signal Communication Systems / M.Ye. Ilchenko, T.N. Narytnik, R.M. Didkovsky // Telecommunications and Radio Engineering. – Begell House, Inc., 2013. – Vol. 72, N. 18. – P. 1651–1663.
- 15 Топпан Ф. Алгебра с делением, суперсимметрии и октонионная М-теория / Ф. Топпан // Гиперкомплексные числа в геометрии и физике. – 2004. – № 2(2). – С.112-129.