УДК 621.396.001 (519.2)
© Ю. Лега[1], С. Первунінський[1], Р. Дідковський[1], 2012

ЦЕНТРАЛІЗОВАНА СИСТЕМА ЗВ'ЯЗКУ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

Запропоновано принципи побудови і функціонування системи зв'язку множинного доступу з централізованим керуванням на базі фазової маніпуляції шумового сигналу. У даній системі використовується кодове розділення каналів за допомогою ортогональних перетворень спеціального виду. Показано, що такий спосіб побудови системи зв'язку значно підвищує її завадостійкість.

The principles of organization and functioning centralized multiple–access differential chaos–shift–keying communication system are presented in this paper. Code division channel access in this system is based on special form orthogonal transformations. This method of system construction enhances its performance.

1. ВСТУП

Розвиток теорії та техніки цифрової обробки сигналів [1], що спостерігається протягом останніх двох десятиліть, дозволив по новому подивитися на перспективи та напрямки розробки надширокополосних систем зв'язку, побудованих на базі шумових сигналів.

Розробки у напрямку використання випадкового (шумового) сигналу як носійної в системі зв'язку були розпочаті ще в 50–х – 70–х роках минулого століття [2,3,4]. Однак, недостатньо розвинена елементна база та ряд принципових проблем, що виникли на шляху практичної реалізації систем з шумовими сигналами, відклали розпочаті до–слідження на декілька десятиліть.

Основні переваги таких систем все ж знайшли своє втілення під час розробки систем зв'язку з псевдошумовими надширокополосними сигналами [5, 6]. Проте ряд привабливих властивостей шумових та хаотичних сигналів (серед яких надзвичайно велика інформаційна ємність та стійкість до багатопроменевого розповсюдження [7]) вивели проблему побудови ефективної системи зв'язку з шумовою носійною в ряд актуальних науково–технічних проблем.

Дослідниками запропоновано цілий ряд систем зв'язку, що використовують динамічний хаос або шум в якості носія інформації [8–11].

[1]Черкаський державний технологічний університет, м. Черкаси

Одними з найбільш вивчених систем даного типу є системи з фазовою маніпуляцією шумового сигналу (ФМШС, в міжнародній термінології: differential chaos shift keying – DCSK), які мають порівняно високий рівень завадостійкості [12, 13].

До переваг систем з ФМШС слід віднести можливість некогерентного прийому сигналів. Це дозволяє позбутися на приймальній стороні від генератора хаотичного сигналу та пристрою синхронізації хаосу. Більше того, в такій системі в якості носія може бути використано істино шумовий сигнал (в розумінні реалізації деякого випадкового процесу), а оптимальний пороговий рівень детектора завжди дорівнює нулю незалежно від рівня завад [13, 14].

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

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

У роботі [14] запропонована система множинного доступу з ФМШС розроблена на базі перестановок дискретних відліків сигналу. Недоліком цієї системи є швидке падіння завадостійкості при збільшенні кількості одночасно працюючих каналів.

У [15] показано, що причиною цього явища є відсутність строгої ортогональності між опорними сигналами різних каналів. В цій же роботі запропонована альтернативна система перетворень названа «перестановки із знаком». Даний набір перетворень дозволяє більш ефективно організувати множинний доступ в системі зв'язку з ФМШС.

У подальшому перестановки будемо позначати як перетворення F, а «перестановки із знаком» – як перетворення G.

Розглянемо вказані системи перетворень. Перестановкою скінченної множини називають довільне взаємно однозначне відображення цієї множини на себе. Для множини, яка містить n елементів існує $n!$ різних перестановок. Наприклад, для фіксованого вектора $\bar{x} = (x_1, x_2, x_3, x_4)$ дійсного 4–вимірного простору отримаємо:

$$F_{4,0}(\bar{x}) = (x_1, x_2, x_3, x_4),\ F_{4,1}(\bar{x}) = (x_2, x_1, x_3, x_4),\ \ldots,\ F_{4,23}(\bar{x}) = (x_2, x_1, x_3, x_4).$$

З точки зору геометрії кожна перестановка $F_{n,j}$ є ортогональним перетворенням n –вимірного простору, тому норма вектора при застосуванні цього перетворення не змінюється. Очевидно також, що незмінним залишається і середнє значення координат вектора, а значить, і його дисперсія. Зауважимо, що тотожне перетворення $F_{n,0}$ залишає вектор незмінним, тому при побудові систем зв'язку його не використовують.

Під «перестановками із знаком» розуміємо систему $G_{n,1}$, $G_{n,2}$, …, $G_{n,N}$ ортогональних перетворень n – вимірного дійсного евклідового простору, що визначається набором ортогональних кососиметричних матриць $G_{n,1}$, $G_{n,2}$, …, $G_{n,N}$ (матриці поворотів простору на $\pi/2$). Кожен рядок такої матриці містить єдиний відмінний від нуля елемент, що дорівнює 1 або –1 (те саме стосується стовпців). Визначальним співвідношенням для даної системи перетворень є виконання рівності

$$(\alpha_1 \mathbf{G}_{n,1} + \alpha_2 \mathbf{G}_{n,2} + ... + \alpha_N \mathbf{G}_{n,N})^2 = -(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + ... + \alpha_N^2)\mathbf{E}_n$$

для будь–яких дійсних α_1, α_2, …, α_N, де E_n – одинична матриця відповідної розмірності.

У [16] показано, що матриці $G_{n,1}$, $G_{n,2}$, …, $G_{n,N}$ є твірними гамма–матрицями максимальної примітивної алгебри Кліффорда відповідної від'ємної сигнатури. В цій же роботі вказано алгоритм відшукання таких матриць.

Система перетворень «перестановки із знаком» може бути побудована лише для просторів, розмірність яких дорівнює степені двійки: $n=2^k$. Максимальна кількість N перетворень в системі залежно від розмірності простору n може бути визначена, якщо послідовності натуральних чисел k поставити у відповідність послідовність виду $1,3,7,8+8\cdot\left[\frac{k-1}{4}\right]$, де квадратні дужки означають цілу частину числа. Отримаємо:

Таблиця 1

Кількість елементів N системи перетворень
в залежності від розмірності простору n

k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
n	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048	4096
N	1	3	7	8	9	11	15	16	17	19	23	24

Наприклад, при $n=4$ маємо:

$G_{4,1}(\bar{x}) = (x_2, -x_1, x_4, -x_3)$, $G_{4,2}(\bar{x}) = (x_3, -x_4, -x_1, x_2)$, $G_{4,3}(\bar{x}) = (x_4, x_3, -x_2, -x_1)$.

Найбільш важливою властивістю даної системи перетворень є те, що всі образи фіксованого вектора $\bar{x}$ будуть попарно ортогональні між собою і ортогональні до $\bar{x}$.

Із сказаного вище зрозуміло, що найбільш ефективним є використання перетворень G у випадку, коли опорний сигнал спільний для всіх каналів в системі зв'язку множинного доступу. Цього можливо досягти лише в ієрархічній системі з централізованим керуванням аналогічної до сучасних систем мобільного зв'язку (рис. 1).

Тому для опису системи будемо використовувати термінологію характерну для мобільних систем. Центральний (керуючий) приймально–передавальний пристрій будемо називати базовою станцією (БС), а підлеглий – абонентським терміналом (АТ).

У системі з централізованим керуванням з'являється можливість чіткої організації процесу обміну даними та синхронізації сигналів з метою уникнення взаємних завад.

Зауважимо, що ієрархічні системи із зірчастою структурою природно виникають в багатьох прикладних задачах. Наприклад: система комп'ютер – периферійні пристрої, розподільча система доступу до мережі Інтернет, мобільний зв'язок, тощо.

Відмітимо також, що в кожній парі базових станцій також має бути виділена ведуча та підлегла. При передачі даних між базовими станціями алгоритм організації зв'язку для підлеглої БС співпадає з алгоритмом для АТ.

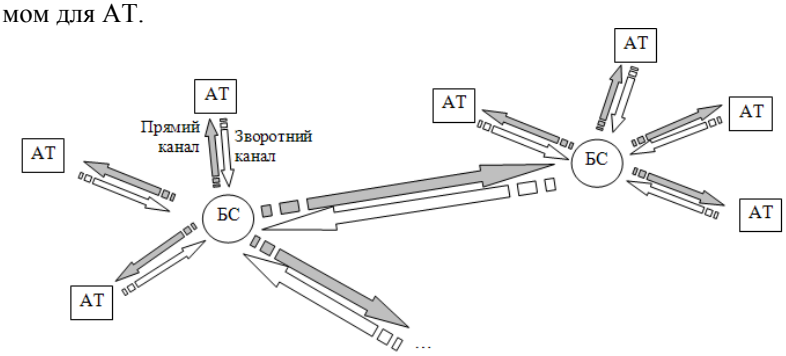

Рис. 1. Структура ієрархічної системи зв'язку з ФМШС

Сукупність каналів зв'язку напрямлених від базової станції до абонентського термінала будемо називати прямим каналом, а від АТ до БС – зворотним. Прямий канал зв'язку працює за принципом «один до багатьох», а зворотний – «багато до одного».

Розділення прямого і зворотного каналу здійснюється методом поділу часу.

Отже, метою даної роботи є розробка принципів побудови та алгоритмів функціонування системи зв'язку множинного доступу з централізованим керуванням на базі ФМШС. Покажемо також, що даний підхід до організації системи зв'язку з ФМШС дозволяє суттєво підвищити її завадостійкість.

3. РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ

При передачі даних у прямому каналі працює передавач БС та приймач АТ. Структурна схема передавача БС зображена на рис. 2.

Така структура передавача БС забезпечує передачу інформації від N незалежних джерел інформаційного повідомлення (ІП) до N АТ (схема каналу зв'язку див. на рис. 3). При цьому алгоритм роботи передавача наступний.

Генератор шумового сигналу (ШС) неперервно подає на вихід сигнал *x(t)* – реалізацію деякого стаціонарного випадкового процесу з нульовим математичним сподіванням. Протягом першої половини бітового інтервалу тривалістю $T/2$ комутатор знаходиться у верхньому положенні, тому на виході передавача спостерігається безпосередньо сигнал *x(t)*, тобто для $0 \le t < T/2$ вихідний сигнал $y(t) = x(t)$. Даний фрагмент сигналу передавача називається опорним сигналом.

Будемо надалі вважати, що формування і обробка сигналів у системі здійснюється цифровими методами в дискретному часі. В такому випадку опорний сигнал $x(t)$ буде представлений у вигляді вектора $\bar{x} = (x_1, x_2, ..., x_n)$, координати якого є реалізаціями однаково розподілених випадкових величин з нульовим математичним сподіванням, а розмірність вектора дорівнює $n = \frac{T}{2\Delta t}$, де Δt – період тактового генератора системи.

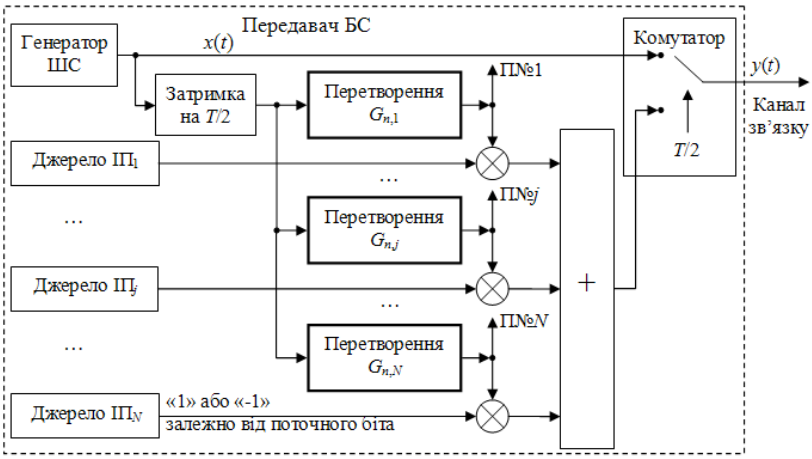

Рис. 2. Структурна схема системи зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу

В момент часу $t = T/2$ комутатор перемикається в нижнє положення і на виході передавача спостерігається модульований (або інформаційний) сигнал, який формується в чотири етапи.

На виході лінії затримки отримуємо затриману на половину бітового інтервалу T/2 копію опорного сигналу $\bar{x}$.

Цей сигнал розгалужується на *N* ліній (відповідно до кількості АТ, що обслуговуються в даний момент часу). Сигнал у лінії з номером j піддається ортогональному перетворенню $G_{n,j}$, де *n* – розмірність вектора $\bar{x}$, *j* – номер перетворення.

В залежності від значення («1» чи «0») поточного інформаційного біта призначеного для *j*–го АТ сигнал у відповідній лінії помножається або на «1» або на «–1».

Виходи всіх перетворювачів подаються на суматор, який виконує також функції атенюатора з коефіцієнтом $1/\sqrt{N}$. Пониження рівня необхідне для вирівнювання енергії опорного та інформаційного сигналу.

Виходи передавача позначені на рисунку «П*№1*», …, «П*№j*», …, «П*№N*» з'єднуються з входами відповідних блоків приймача БС (див. рис. 8).

Таким чином, протягом відрізку часу $T/2 \le t < T$ сигнал на виході передавача (інформаційний сигнал) має вигляд

$$\bar{s} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{j=1}^{N} \alpha_j \cdot G_{n,j}(\bar{x}),$$

де множник $\alpha_j = -1$ при передачі до j –го АТ символу «0» та $\alpha_j = 1$ при передачі символу «1».

Отже, математична модель сигналу передавача БС запишеться так

$$y_k = \begin{cases} x_k, & k = 1,2,...,n, \\ s_{k-n}, & k = n+1, n+2,...,2n. \end{cases}$$

У каналі зв'язку даний сигнал підпадає під дію адитивних завад *n(t)* (рис. 3). У результаті на вході приймача кожного АТ спостерігається сигнал $z(t) = y(t) + n(t)$, або в дискретному представленні $\bar{z} = \bar{y} + \bar{n}$.

Слід відмітити, що саме застосування перетворення $G_{n,j}$ до кожної окремої компоненти інформаційного сигналу дозволяє ортогоналізувати всі сигнальні компоненти. А це, в свою чергу, дає змогу приймачу АТ*j*, структура якого зображена на рис. 4, з мінімальними втратами виділити ту інформацію, яка адресована саме *j*–му терміналу.

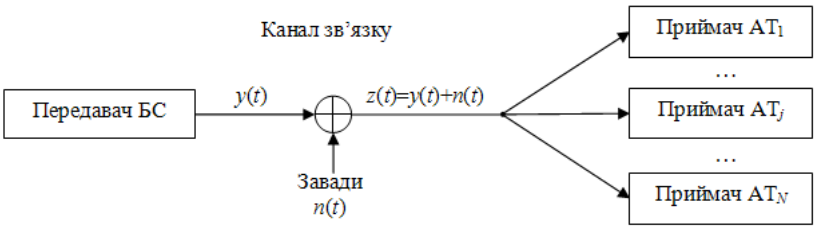

Рис. 3. Структурна схема прямого каналу зв'язку в централізованій системі з ФМШС

У приймачі *j*–го АТ фрагмент вхідного сигналу $z(t)$, що відповідає опорному сигналу, затримується на час $T/2$ та піддається перетворенню $G_{n,j}$, що відтворює відповідність між опорним сигналом та *j*–им компонентом інформаційного сигналу, призначеним для даного термінала. Результуючий сигнал $\overline{u} = G_{n,j}(\overline{x} + \overline{n}_1)$ починаючи з другої половини бітового інтервалу починає надходити на вхід корелятора (тут $\overline{n}_1$ – завади, що діють протягом першої половини бітового інтервалу). На інший вхід корелятора в цей же час надходить інформаційний сигнал.

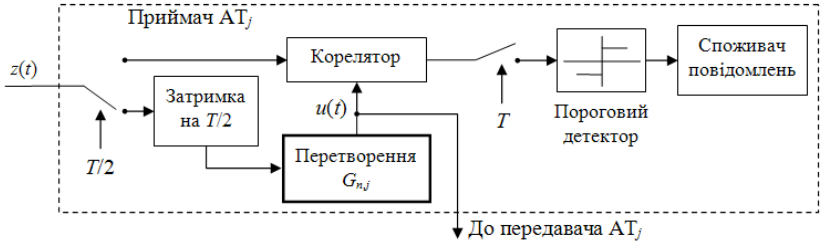

Рис. 4. Структурна схема приймача j–го АТ

У кінці бітового інтервалу на виході корелятора маємо число, знак якого визначає прийнятий інформаційний біт (якщо $R > 0$, то приймається рішення про прийом «1», якщо $R < 0$, то про прийом «0»). У дискретному представленні математична модель корелятора може бути подана як скалярний добуток двох векторів

$$R = < \overline{u}, \overline{s} + \overline{n}_2 >, \qquad (1)$$

де $\overline{n}_2$ – завади, що діють протягом другої половини бітового інтервалу.

Запишемо вираз (1) в розгорнутому вигляді

$$R = < G_{n,j}(\overline{x} + \overline{n}_1), \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N} \alpha_i \cdot G_{n,i}(\overline{x}) + \overline{n}_2 >$$

та розкриємо дужки. Враховуючи лінійність перетворення $G_{n,j}$, отримаємо

$$R =< G_{n,j}(\bar{x}) + G_{n,j}(\bar{n}_1), \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=1}^{N}\alpha_i \cdot G_{n,i}(\bar{x}) + \bar{n}_2 >=$$

$$=< G_{n,j}(\bar{x}), \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=1}^{N}\alpha_i \cdot G_{n,i}(\bar{x}) > + < G_{n,j}(\bar{x}), \bar{n}_2 > +$$

$$+ < G_{n,j}(\bar{n}_1), \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=1}^{N}\alpha_i \cdot G_{n,i}(\bar{x}) > + < G_{n,j}(\bar{n}_1), \bar{n}_2 > .$$

Доданки номер 2, 3 і 4 в цій формулі враховують вплив зовнішніх завад (завад каналу зв'язку) на систему. Враховуючи структуру інформаційного сигналу та властивості перетворення $G_{n,j}$, можна стверджувати, що рівень цих завад (дисперсія доданків) залишаються незмінними порівняно з одноканальною системою.

Корисна інформація прихована в першому доданку цієї формули. Розглянемо його докладніше

$$< G_{n,j}(\bar{x}), \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=1}^{N}\alpha_i \cdot G_{n,i}(\bar{x}) >= \frac{1}{\sqrt{N}}\left(\alpha_1 \cdot < G_{n,j}(\bar{x}), G_{n,1}(\bar{x}) > +... + \alpha_j \cdot < G_{n,j}(\bar{x}), G_{n,j}(\bar{x}) > +... + \right)$$
$$+ \alpha_N \cdot < G_{n,j}(\bar{x}), G_{n,N}(\bar{x}) >)$$

Всі доданки, окрім j–го («корисного»), в цьому виразі складають внутрішню заваду системи. Враховуючи, що

$$< G_{n,j}(\bar{x}), G_{n,i}(\bar{x}) >= 0, \ i \neq j,$$

відповідно до властивостей перетворень G, остаточно отримаємо

$$< G_{n,j}(\bar{x}), \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=1}^{N}\alpha_i \cdot G_{n,i}(\bar{x}) >= \frac{1}{\sqrt{N}}\alpha_j \cdot < G_{n,j}(\bar{x}), G_{n,j}(\bar{x}) >= \frac{1}{\sqrt{N}}\alpha_j \cdot < \bar{x}, \bar{x} > . \quad (2)$$

З (2) видно, що математичне сподівання «корисного» доданка в R зменшується з коефіцієнтом $1/\sqrt{N}$ порівняно з одноканальною системою (при фіксованій енергії сигналу генератора шуму), а внутрішні завади не впливають на завадостійкість. Однак, об'єм інформації, яка передається базовою станцією за одиницю часу, збільшується в N раз. Отже, запропонований метод формування і прийому сигналу має забезпечити виграш в продуктивності системи приблизно в $\sqrt{N}$ раз.

Дослідимо завадостійкість прямого каналу докладно.

Проведемо серію імітаційних обчислювальних експериментів з метою отримання оцінки завадостійкості запропонованої системи зв'язку в прямому каналі. Порівняємо отримані результати при застосуванні перетворень G («перестановки із знаком» [15]) та F (перестановки [14]). Виконаємо також порівняння з оцінками завадостійкості однорівневої системи множинного доступу (з перетвореннями G та F).

Розрахунки в обчислювальних імітаційних експериментах проводилися при $n = 32$. Для кожного значення відношення сигнал/шум

$q^2 = E_b / N_0$ випробування повторювалися 2·105 раз та обчислювалася кількість помилок при прийомі сигналу.

Результати досліджень проілюстровано на рис. 5. Лінія, позначена на рисунку «1», подає залежність імовірності помилки передачі одного інформаційного біта P_b від відношення сигнал/шум q^2 для одноканальної системи (один передавач – один приймач). Результати обчислень в даному випадку для всіх типів систем співпадають.

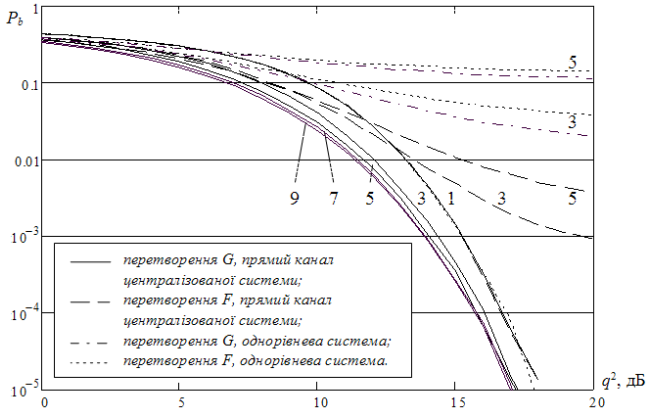

Рис. 5. Експериментальні залежності імовірності помилки передачі біта P_b від відношення сигнал/шум q^2. Кількість каналів вказана біля кривих

З рисунку видно, що у випадку однорівневої (неієрархічної) системи зростання кількості активних каналів веде до швидкого зниження завадостійкості. При цьому системи з використанням перетворень F програють у завадостійкості тим системам, які використовують перетворення G. Зауважимо також, що в однорівневих системах зростання відношення сигнал/шум не веде до падіння імовірності помилки до нуля. Це обумовлено значним рівнем власних помилок системи, адже генератори шуму різних передавачів не узгоджені, тому їх сигнали неортогональні.

Перехід до централізованої системи з використанням перетворень типу F дає перевагу в завадостійкості більш ніж на порядок при $q^2 = 15$ дБ. Однак, відсутність строгої ортогональності сигналів не дозволяє позбутися внутрішніх завад повністю. Тому з ростом q^2 імовірність помилки передачі біта асимптотично наближається до деякого порогового рівня. Цей рівень тим більший чим більша кількість активних каналів.

Імітаційні експериментальні дослідження підтвердили гіпотезу, що застосування перетворення G в прямому каналі централізованої системи дозволяє отримати виграш в завадостійкості при збільшенні кількості активних каналів. Цей виграш отримується за рахунок ускладнення структури сигналу та алгоритмів його формування і обробки. Механізм виникнення цього виграшу розкрито вище (див. коментар до формули (2)).

Звідси випливає, що централізовані системи зв'язку побудовані на базі перетворень типу G найбільш ефективні при використанні максимально можливої кількості каналів. Це означає, що у випадку, коли фактична кількість АТ, що обслуговуються даною БС, менша максимальної, то більш ефективним є використання незанятих каналів для збільшення швидкості передачі до деяких АТ, замість вимкнення цих каналів.

Перейдемо тепер до розгляду організації зв'язку в зворотному каналі.

При організації зворотного каналу слушно використати принцип зворотного випромінювання, що використовувався при побудові систем радіоідентифікації (RFID) [17, 18].

Опорний сигнал (разом з адитивною завадою) надходить до приймача j–го АТ, затримується в ньому на час $T/2$ та піддається перетворенню $G_{n,j}$ (рис. 4), після чого надходить до передавача АТ, структура якого зображена на рис. 6.

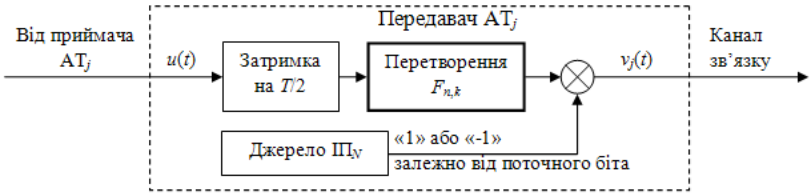

Рис. 6. Структурна схема передавача j–го АТ

У передавачі сигнал $u(t)$ додатково затримується на час $T/2$ та піддається перетворенню $F_{n,k}$. Це перетворення спільне для всіх АТ у даному сеансі зв'язку. Воно дозволяє замаскувати кореляцію між фрагментами сигналу в прямому каналі та сигналами зворотного каналу.

Перетворений сигнал помножається на множник $\beta = -1$ при передачі від j –го АТ символу «0» та $\beta = 1$ при передачі символу «1». У результаті отримуємо сигнал $v_j(t)$, що в дискретному вигляді дорівнює

$$\bar{v}_j = \frac{1}{\sqrt{N}} \beta \cdot F_{n,k}\left(G_{n,j}(\bar{x} + \bar{n}_1)\right)$$

і спостерігається на проміжку часу $T \le t < 3T/2$.

Множник $1/\sqrt{N}$ необхідний в моделі для забезпечення необхідного рівня енергії сумарного випромінювання всіх АТ на вході приймача БС.

Таким чином, до приймача БС надходить сигнал $w(t)$, що в дискретному вигляді дорівнює

$$\bar{w} = \sum_{j=1}^{N} \bar{v}_j + \bar{n},$$

який формується в зворотному каналі системи зв'язку. Структура цього каналу зображена на рис. 7.

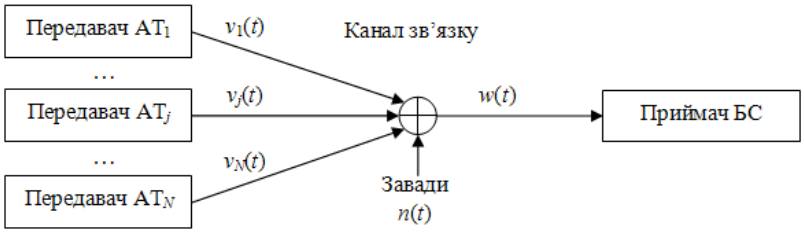

Рис. 7. Структурна схема зворотного каналу зв'язку в централізованій системі з ФМШС

Вхідний сигнал $w(t)$ приймача БС (рис. 8) піддається перетворенню оберненому до $F_{n,k}$ та розгалужується на N ліній, кожна з яких подається на корелятор відповідного блока приймача. На виході блока отримуємо потік біт інформації призначеної для того чи іншого споживача.

Відмітимо, що організація зворотного каналу за принципами зворотного випромінювання дозволяє позбутися від генератора шумового сигналу в передавальних пристроях АТ.

Крім того, в приймачі БС стає відомою істина форма (вільна від завад каналу зв'язку) опорного сигналу, що дозволяє отримати додатковий виграш в завадостійкості системи.

Дослідимо завадостійкість зворотного каналу.

Проведемо серію обчислювальних експериментів з метою оцінювання завадостійкості зворотного каналу аналогічно до дослідження прямого каналу. Криві залежностей імовірності помилки передачі біта від відношення сигнал/шум, отримані в результаті досліджень, наведено на рис. 9.

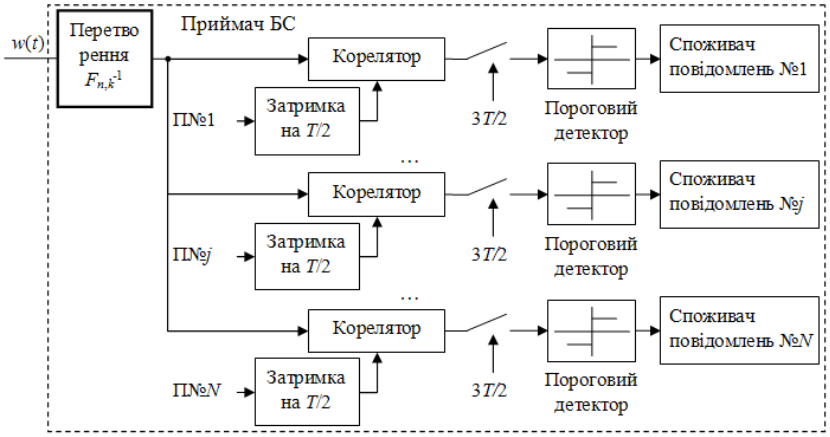

Рис. 8. Структурна схема приймача БС централізованої системи з ФМШС

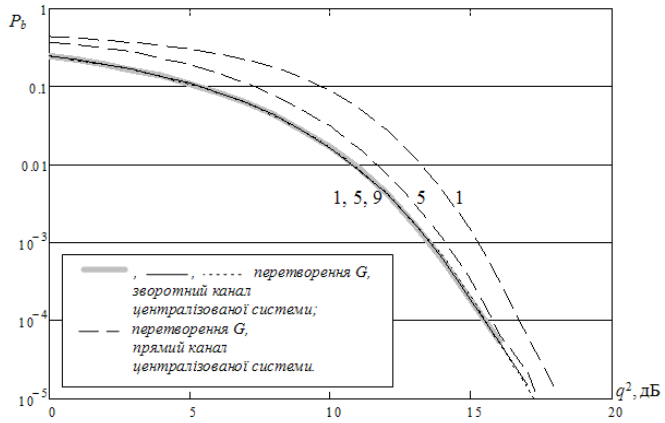

Рис. 9. Експериментальні залежності імовірності помилки передачі біта P_b від відношення сигнал/шум q^2 Кількість каналів вказана біля кривих

Із рисунку видно, що криві для різної кількості активних АТ у даному випадку співпадають.

На рисунку пунктирними лініями наведено для порівняння криві залежностей P_b від q^2 у випадку прямого каналу (для 1–го та 5–ти активних АТ). Аналіз результатів свідчить про перевагу в завадостійкості зворотного каналу. Імовірність помилки в зворотному каналі значно менша ніж у прямому для малих q^2 та асимптотично наближається до імовірності помилки прямого каналу (при максимальній кількості АТ)

з ростом q^2. Цей факт пояснюється використанням «чистого» опорного сигналу в кореляторі приймача БС.

4. ВИСНОВКИ

У роботі розроблено принципи побудови централізованої системи зв'язку множинного доступу, що використовує для передачі цифрової інформації шумовий сигнал з фазовою маніпуляцією. Наведено базові методи формування та обробки сигналів системи.

Запропонована в попередній роботі [15] система ортогональних перетворень дискретних сигналів дозволила досягти рівня завадостійкості прийнятного для практичного використання. Причому в системі зв'язку з централізованим керуванням дана система перетворень виявилася найбільш ефективною. Завдяки цьому вперше отримано виграш у продуктивності системи зв'язку з шумовими сигналами при збільшенні числа активних каналів.

Застосування принципу зворотного випромінювання в каналі «абонентський термінал – базова станція» дозволило суттєво спростити апаратуру абонентського термінала (позбутися блоку генератора шумового сигналу), скоротити вдвічі тривалість сигналу в цьому каналі, отримати додатковий виграш в завадостійкості.

Результати, отримані в даній роботі, можуть бути покладені в основу подальшої розробки повноцінної стільникової CDMA системи зв'язку з шумовою носійною.

1. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с. 2. Харкевич А.А. Передача сигналов модулированным шумом // Электросвязь. – 1957. – №11. – С.18–23. 3. Price R., Green P.E. A Communication Technique for Multipath Channels, Proceedings of the IRE, Mar., 1958, pp. 555–570. 4. Семенов А.М., Сикарев А.А. Широкополосная радиосвязь. – М.: Воениздат, 1970. 5. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с. 6. Pickholtz R.L., Milstein L.B., Schilling D.L. Spread spectrum for mobile communications // IEEE Trans. Veh. Technol. – 1991. – Vol. 40. – May. 7. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде распространения // Радиотехника электроника. – 2007. – Т. 52, №7. – С.838–846. 8. Parlitz U., Chua L.O., Kocarev L., Halle K.S., and Shang A. Transmission of digital signals by chaotic synchronization, Int. J. Bifurcation Chaos, vol. 2, pp. 973–977, 1992. 9. Dedieu H., Kennedy M.P., and Hasler M., Chaos shift keying: Modulation and demodulation of a chaotic carrier using self–synchronizing Chua's circuit, IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 40, pp. 634–642, Oct. 1993. 10. Kolumbán G., Vizvari B., Schwarz W., and Abel A., Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communications, in Proc., 4th Int. Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronics Systems, (NDES'96), Seville, Spain, June 1996, pp. 87–92. 11. Игнатов В.А., Лега Ю.Г., Первунин-