

УДК 621.394.44

DOI: 10.31673/2412-9070.2022.050310

О. В. КИТУРА, аспірант;

О. Р. ЖУКОВА, ст. викладач;

В. О. ЗАВАЦЬКИЙ, викладач;

А. Г. ЗАХАРЖЕВСЬКИЙ, канд. техн. наук, здобувач;

В. В. ДМИТРЕНКО, ст. викладач,

Державний університет телекомунікацій, Київ

СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА БАЗІ БАГАТОВИМІРНИХ СИГНАЛІВ

Сучасні підходи до формування та оброблення багатовимірних сигналів полягають у використанні амплітудно-фазорізничевої модуляції зі зміною часу початку інтервалу інтегрування та спеціальних методів кодування.

У статті досліджено методи формування багатовимірного сигналу для мобільних мереж останніх поколінь, що дасть змогу підвищити завадостійкість удвічі порівняно з двовимірними багатопозиційними сигналами.

Нарощення завадостійкості забезпечується завдяки збільшенню еквівалентної енергії сигналу, що визначається відстанню в геометричному поданні між двома найближчими сигнальними точками і підвищенням у такий спосіб завадостійкості демодулятора.

Застосування багатовимірних сигналів дає можливість наблизити швидкість передавання інформації до пропускної здатності каналу зв'язку, що потрібно для надання послуг у реальному масштабі часу.

Як відомо з теорії потенційної завадозахищеності, вірогідність переданої інформації насамперед визначається еквівалентною енергією сигналів. Чим більша енергія сигналів, котра обчислюється як відстань між сусідніми сигнальними точками, тим вища завадостійкість системи за інших рівних умов.

Запропоновано формування сигнально-кодових конструкцій, які забезпечують властивості багатовимірного сигналу для каналів низької якості в разі невеликого відношення сигнал/завада.

Ключові слова: багатовимірні сигнали; завадостійкість; сигнальні точки; сигнально-кодові конструкції.

ВСТУП

Стрімке зростання кількості пристроїв, що під'єднуються до мережі «Інтернет», і вимоги абонентів до швидкості мобільного інтернет-доступу зумовлюють потребу в збільшенні швидкості передавання інформації та скороченні мережних затримок за заданої вірогідності. Багатьом застосункам, які працюють у режимі реального часу, будуть потрібні надійні канали зв'язку з вкрай малими затримками і максимально високою пропускною здатністю, щоб уникнути спотворень сигналу, наприклад під час перегляду відео, керування дронами або промисловими роботами тощо.

Основним завданням упровадження сучасних інфокомунікаційних мереж є забезпечення швидкості передавання інформації до величини, близької до пропускної здатності каналів зв'язку. Для гарантування надання широкого спектра послуг потрібно затримку інформації зменшити до величин, менших за 1 мкс із заданою вірогідністю. Реалізацію таких високошвидкісних мереж можливо здійснити на базі багатовимірних сигналів, які визначаються кількома параметрами просторово-часових характеристик.

Особливістю багатовимірного сигналу порівняно з багатопозиційним сигналом є збільшення еквівалентної енергії. Під час формування сигналів у три-, чотири-, n -вимірному просторі ми значно (більш ніж удвічі) розширюємо відстань між сусідніми сигнальними точками.

Як відомо з теорії потенційної завадостійкості, завадостійкість передусім визначається еквівалентною енергією сигналів. Чим більша енергія сигналу, що обчислюється як відстань між сусідніми сигнальними точками, тим вища завадостійкість системи за інших рівних умов. За однакового способу приймання різні сигнальні сузір'я забезпечують різну завадостійкість. Це пов'язано з особливостями розміщення меж областей сигналів.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Ефективність сигнальних сузір'їв зводиться до такого розміщення сигнальних точок, за якого області сигналів мають найбільшу величину, близькі одна до одної за розмірами і наближаються за формою до кола. Таке розміщення забезпечує однакову ймовірність помилки приймання будь-якого сигналу (області сигналів однакові) і мінімальну середню потужність сигналів (області найбільш щільного пакування).

Відомі сигнали найбільш щільного пакування реалізуються зазвичай розміщенням точок у вузлах просторових мереж, які мають регулярну структуру. В одновимірному просторі найбільш щільним пакуванням є розміщення сигнальних точок на прямій. У двовимірному просторі розглядаються варіанти щільного пакування на площині.

Як відомо, швидкість передавання інформації визначається кратністю модуляції та тривалістю елементарного посилення, біт/с:

$$V = \frac{k}{\tau}, \quad (1)$$

де k — кратність модуляції; τ — тривалість елементарного посилення.

Для збільшення швидкості передавання інформації потрібно зменшувати тривалість посилення і підвищувати кратність модуляції. Однак зменшення тривалості посилення понад певне значення спричиняє лінійні спотворення сигналу, а в разі збільшення кратності модуляції скорочується відстань між двома сусідніми сигнальними точками і, відповідно, знижується еквівалентна енергія сигналу та завадостійкість.

Ефективним засобом підвищення завадостійкості є формування сигналу OFDM у такий спосіб, щоб за заданого відношення енергії сигналу до спектральної густини потужності завади відстань між сусідніми сигнальними точками була максимальною. Для цього необхідно під час формування сигналу використовувати не двовимірний, а тривимірний або чотиривимірний простір. Назвемо такі сигнали багатовимірними.

Аналіз літературних джерел та постановка наукової задачі. У дослідженнях світових і вітчизняних авторів показано, що головним завданням на етапі впровадження 5G є забезпечення швидкості передавання інформації, близької до пропускну здатності каналу зв'язку [1].

Максимально допустима швидкість забезпечується в разі підвищення кратності модуляції та зменшення тривалості посилення. Однак зменшення тривалості посилення призводить до міжсимвольних спотворень, а збільшення кратності модуляції — до зменшення еквівалентної енергії сигналу, а отже, до зниження завадостійкості [2].

У процесі впровадження технології 5G мають створюватися ультрацільні мережі на основі нових видів сигнально-кодових конструкцій [3]. Під час синтезу сигнально-кової конструкції необхідно забезпечити максимально можливу кратність модуляції, а отже, і кількість позицій сигналу, максимізуючи водночас еквівалентну енергію сигналу за заданого відношення енергії сигналу до спектральної густини потужності завади.

У сучасних дослідженнях [4] показано, що підвищення спектральної ефективності в мережах 5G можна досягти завдяки застосуванню неортогональних сигналів (наприклад, FTN, F-OFDM тощо). Однак у літературі не подано розрахунків завадостійкості, а саме, величини потужності міжканальних завад.

Проте всі методи не дають змоги забезпечити необхідну швидкість передавання інформації на ділянці радіодоступу, оскільки і завади, і спотворення знижують не тільки порядок завадостійкості, а відповідно, і швидкість передавання інформації.

Мета та завдання дослідження. Метою роботи є синтез багатовимірного сигналу з амплітудно-фазорізницевою модуляцією, в якому додатковим інформаційним параметром є захисний інтервал за часом, що дало б змогу забезпечити за заданих умов і обмежень максимальну швидкість передавання інформації.

Для досягнення поставленої мети необхідне розв'язання таких завдань:

- синтез багатовимірного 16-позиційного сигналу, де сигнальні точки розташовано в тривимірному просторі;
- розроблення алгоритму оптимального когерентного приймання із синхронізацією багатовимірного сигналу за робочим сигналом;
- на базі імітаційного моделювання розроблення методики розрахунку завадостійкості системи передавання інформації;
- створення сигнально-кодових конструкцій, які мають властивості багатовимірного сигналу.

Алгоритм оптимального приймання багатовимірного сигналу в тривимірному просторі

Сигнали OFDM, які використовуються в мобільних мережах 4G, сформовано у двовимірному просторі, тобто інформаційними параметрами є амплітуда і фаза переданого сигналу.

Приклад таких 16-позиційних сигналів зображено на рис. 1.

Назвемо сигнал OFDM, сформований у трьох проєкціях, багатовимірним (рис. 2).

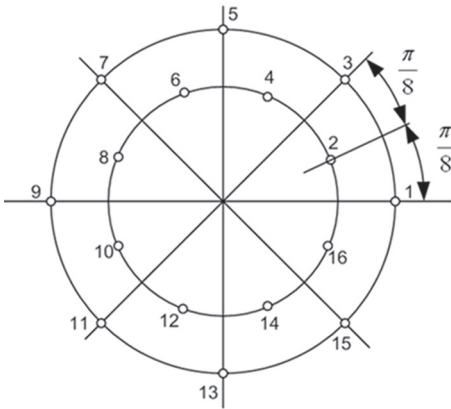


Рис. 1. Багатопозиційний сигнал з амплітудно-фазовою модуляцією

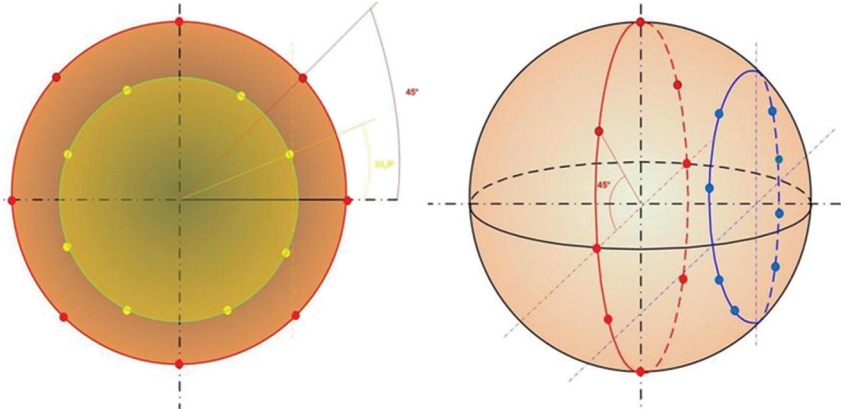


Рис. 2. Приклад 16-позиційного багатовимірного сигналу

Сигнальні точки розміщено у двох колах, причому співвідношення радіусів цих кіл вибрано таким, щоб за заданих енергії сигналу та швидкості передавання інформації відстань між двома сусідніми сигнальними точками була максимальною [5].

Для збільшення еквівалентної енергії, а отже, і завадостійкості системи ефективним способом формування сигналу є застосування модуляції за трьома інформаційними параметрами: амплітудою, фазою та часом.

Як відомо, сигнали OFDM утворюються через частотне ущільнення ортогональних сигналів, тому слід під час упровадження технології 5G уточнити розрахунок швидкості передавання інформації з огляду на кількість підносійних частот, тобто помножити на їхнє число.

Швидкість передавання інформації тут розраховуватиметься за формулою

$$V = \frac{kn}{\tau}, \tag{2}$$

де k — кратність модуляції (це число визначає кількість варіантів сигналу, що дорівнює $2k$); n — кількість підносійних частот; τ — тривалість елементарного посилання сигналу.

Отже, у багатовимірному сигналі, в якому за тієї самої енергії сигналу збільшується відстань між сусідніми сигнальними точками, удвічі зростає швидкість передавання інформації.

Тож пропонується сигнал, який має три інформаційні параметри: амплітуду, фазу, час. Причому інформаційний параметр — час, котрий визначається двома межами інтервалу інтегрування t_1 , t_2 і t_3 , t_4 . Природно, ані тривалість інтервалу інтегрування, ані тривалість посилання не може змінюватися. Проте, оскільки за (1) тривалість посилання визначає швидкість передавання інформації, а тривалість інтервалу інтегрування — властивість ортогональності сигналів, то межі інтервалу інтегрування змінювати можливо, адже розрахунки показують, що всередині тривалості посилання зміна меж в інтервалі інтегрування не призводить до значного збільшення потужності міжканальної завади, характерної для сигналу OFDM [6].

Межі інтервалу інтегрування для двох випадків, коли захисні інтервали однакові $\Delta t_1 = 0,8$, $\Delta t_2 = 0,8$ і коли $\Delta t_1 = 0,4$, а $\Delta t_2 = 1,2$ зображено на рис. 3.

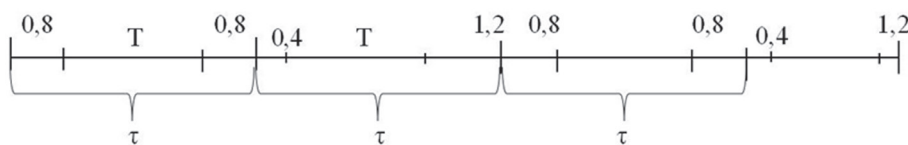


Рис. 3. Розташування меж інтервалу інтегрування T усередині

Подамо алгоритм оптимального приймання багатовимірного сигналу OFDM з огляду на додатковий параметр тривалості елементарного посилання. Зазначимо, що зміну тривалості посилання будемо вносити за рахунок тривалості захисного інтервалу за часом.

Розташуємо сигнальні точки у сфері так, щоб відстані між сусідніми точками у фазовій площині були однакові. Тобто, у такий спосіб ми збільшуємо удвічі еквівалентну енергію сигналу.

Розглянемо загальний випадок цифрового передавання за допомогою m -позиційного сигналу з довільними амплітудами a_1, a_2, \dots, a_m і початковими фазами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$, не роблячи поки що різниці між амплітудно-фазовою та амплітудно-фазорізницевою модуляцією. За такої постановки задачі варіант переданого сигналу можна подати в такому вигляді:

$$S_i(t) = a_i \sin(\omega t + \varphi_i), \quad i = 1, 2, \dots, m. \tag{3}$$

У каналі з гауссівським некорельованим шумом оптимальний алгоритм приймання сигналів (3) може бути сформульовано так: фіксується переданий i -й варіант сигналу, якщо за всіх $i \neq j$ виконується нерівність:

$$\int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt, \quad (4)$$

де $x(t)$ — прийнятий сигнал; T — тривалість послання;

$$i = \arg \min \int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt. \quad (5)$$

Під час цифрового опрацювання зручно переходити від високочастотного сигналу (4) до його відображення через координати у двовимірному просторі, що на практиці відповідає, наприклад, операціям перенесення або спектра розділення ортогональних каналних сигналів у багатоканальній системі [7].

Отже, нехай відомі обчислені на інтервалі одного послання проєкції прийнятого сигналу $x(t)$ і сигналів на опорні коливання з довільною фазою:

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \int_0^T x(t) \cos(\omega t + \varphi_0) dt, \\ y_0 &= \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \varphi_0) dt, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} x_i &= \int_0^T S_i(t) \cos(\omega t + \varphi_i) dt, \\ y_i &= \int_0^T S_i(t) \sin(\omega t + \varphi_i) dt, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$i = 1, 2, \dots, m$.

Тоді оптимальний алгоритм (5) можна подати в такому вигляді:

$$i = \arg \min \int_0^T [(x_0 - x_j)^2 + (y_0 - y_j)^2] dt. \quad (8)$$

Вхідні величини x_0 і y_0 визначаються, як випливає з (6), через оброблення поточного прийнятого послання сигналу, а x_j і y_j , кількість яких дорівнює $2m$, мають бути відомими апріорно або обчисленими (оціненими) у процесі приймання попередніх послань сигналу.

Для розрахунку оцінок проєкції сигналів x_j і y_j скористаємося методом приведення й усереднення проєкції сигналу, що приймається. На роль усереднених величин виберемо для визначеності проєкції першого варіанта (3), тобто величини x_1 і y_1 (7), до них перетворюватимемо (приводитимемо) інші варіанти сигналу, що приймається, у процесі підстроювання за інформаційним сигналом. Якщо прийнятий сигнал $x(t)$ містить на інтервалі N послань сигналу $S_1(t)$ у суміші з гауссівським шумом, то, як відомо, дуже правдоподібні оцінки цих величин \tilde{x}_1 і \tilde{y}_1 визначатимуться за рівностями

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{0n}, \\ \tilde{y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_{0n}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

де x_{0n} і y_{0n} — проєкції (7) на інтервалі n -го послання. Оцінки (9) є незміщеними й ефективними. Їх можна сформулювати в незміщені й ефективні оцінки проєкції всіх інших варіантів сигналу, що входять в оптимальний алгоритм (8). Для цього введемо позначення $\varphi_j = \varphi_1 + \Delta\varphi_j$ і створимо проєкцію в такий спосіб:

$$\begin{aligned} x_j &= \int_0^T a_j \sin(\omega t + \varphi_j) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = \frac{a_j}{a_1} \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \Delta\varphi_j) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{a_j}{a_1} \left[\cos \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) Q_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt + \sin \Delta\varphi_j \int_0^T Q_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt \right] = \\ &= \frac{a_j}{a_1} \left[\cos \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt - \sin \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt \right] = \frac{a_j}{a_1} (x_1 \cos \Delta\varphi_j - y_1 \sin \Delta\varphi_j). \quad (10) \end{aligned}$$

Аналогічно здобудемо проєкцію y_j . Замінивши тепер величини x_1 і y_1 їхніми оцінками, дістанемо:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_j &= \frac{a_j}{a_1} (\tilde{x}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{y}_1 \sin \Delta\varphi_j), \\ \tilde{y}_j &= \frac{a_j}{a_1} (\tilde{x}_1 \sin \Delta\varphi_j + \tilde{y}_1 \cos \Delta\varphi_j), \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

де $\Delta\varphi_j$ — відома різниця фаз між сигналами $S_j(t)$ і $S_1(t)$.

Значимо, що під час обчислення оцінок за (11) немає потреби в інформації про амплітуду варіантів сигналів a_j і a_1 , а достатньо знати відношення цих амплітуд a_j/a_1 .

Здобуті алгоритми розв'язують задачу когерентного приймання багатопозиційного АФМ-сигналу за наявності спеціального синхросигналу, що передається перед інформаційними посланнями: за (7) обчислюються проєкції синхросигналу на опорне коливання з довільною початковою фазою, потім за (9) визначаються оцінки проєкцій першого варіанта сигналів \tilde{x}_1 та \tilde{y}_1 , за (10) обчислюються оцінки проєкцій усіх m варіантів сигналу та, нарешті, здобуто оцінки \tilde{x}_j та \tilde{y}_j ; усі варіанти сигналу подають замість x_j та y_j в алгоритм (8), за яким здійснюють систематизацію OFDM інформаційних послань.

Значимо, що розглянутий алгоритм зорієнтовано на приймання сигналу з абсолютною ФМ, оскільки наявність синхросигналу виключає невизначеність початкової фази, що унеможливило застосування абсолютної фазової модуляції [8].

Запропонований алгоритм ефективний для каналів із великим відношенням сигнал/завада.

У каналах із невеликим відношенням сигнал/завада використання багатовимірних (із великою базою, складених, складних) сигналів дає змогу істотно підвищити якість передавання повідомлень по каналах зв'язку. Основними характеристиками системи сигналів, тобто безлічі сигналів і його взаємно однозначного відображення на словник джерела повідомлень (можливо, перетворений), є розмірність (із нею пов'язана затримка доставляння повідомлення, займана смуга частот тощо), потужність множини сигналів (або швидкість передавання — відношення логарифма потужності до розмірності) і відстань між найближчими сигналами. Для багатьох важливих типів каналів граничні характеристики, наприклад потужність за заданих розмірності і мінімальної відстані, вивчені досить добре.

Однак конструктивна теорія сигналів розвинена переважно для дискретного. У теорії кодування дискретний канал, утворений модулятором елементарних сигналів, неперервним каналом і демодулятором елементарних сигналів, вважається заданим. Водночас не вдається наблизитися до потенційних характеристик неперервного каналу як внаслідок звуження класу сигналів, так і з огляду на недостатнє використання під час декодування відомостей про викривлення сигналу в неперервному каналі. Останній недолік долається в разі об'єднання демодуляції і декодування в єдину процедуру приймання загалом, так званим м'яким (або аналоговим) декодуванням (або вирішенням) і прийманням у напівнеперервному каналі. Для подолання першого недоліку модуляція, тобто перетворення слова повідомлення в сигнал на вході неперервного каналу, має розглядатися як єдина процедура, яка об'єднує кодування і модуляцію елементарних сигналів. Кількість відомих конструкцій сигналів, що відображають такий підхід, невелике. Дискретний код також пов'язаний із деякою конструкцією багатовимірних сигналів.

Позначимо M -ічний код довжини N з \mathcal{M} словами і мінімальною відстанню d Хеммінга через $(N, \mathcal{M}, d)_M$ або (при $\mathcal{M} = M^K$) через $[N, K, d]_M = (N, M^K, d)_M$. Оператор f модуляції елементарних сигналів зіставляє символ $q_n \in \{0, \dots, M-1\}$ слова $q = (q_1, \dots, q_N) \in (N, \mathcal{M}, d)_M$ з елементарним сигналом $x_n = f(q_n)$ із безлічі X елементарних сигналів потужності $|X| = M$, що міститься в повній безлічі можливих на вході неперервного каналу елементарних сигналів, а оператор ϕ кодування ставить у відповідність слову u словника джерела \mathcal{U} слово q коду. Пара відображень f і ϕ задає відображення словника \mathcal{U} на безліч сигналів $\mathcal{A} \subseteq \mathcal{X}$, визначаючи конструкцію системи сигналів, звану далі кодовою. Тут \mathcal{X} — конструктивна безліч сигналів, подана як декартовий ступінь $\mathcal{X} = X^N = \{x = (x_1, \dots, x_N) : x_n \in X\}$.

Нехай для кожної пари сигналів $x', x'' \in \mathcal{X}$ визначена міра розрізнення $D(x', x'')$, звана далі сигнальною відстанню або просто відстанню, якщо виключені непорозуміння. Сигнальна відстань є монотонною функцією метрики. Для багатьох (але не всіх) типів каналів сигнальна відстань адитивна, тобто її можна подати у вигляді

$$D(x', x'') = \sum_{n=1}^N D_0(x'_n, x''_n). \quad (12)$$

Прикладом може слугувати квадрат евклідової відстані (не метрики) або відстані Хеммінга і Лі (метрики). У разі використання кодової конструкції зв'язок між мінімальними сигнальною відстанню на безлічі сигналів \mathcal{A} і відстанню d Хеммінга визначається за умов (12) очевидним співвідношенням

$$D = \min_{x', x'' \in \mathcal{A}, x' \neq x''} D(x', x'') \geq \delta d, \quad (13)$$

де $\delta \min D_0(x'_n, x''_n)$; $x'_n, x''_n \in X$; $x'_n \neq x''_n$.

У більшості відомих кодових конструкцій X — одновимірна множина (якщо канал низькочастотний) або одновимірна комплексна, тобто двовимірна дійсна множина (у разі амплітудної і фазової модуляції елементарних сигналів у смугових каналах). Принципово кодова конструкція придатна за будь-якої розмірності у безлічі X елементарних сигналів. Але вдала вона, тільки якщо всі ненульові відстані в X однакові, наприклад, коли X — правильний симплекс (зокрема, складається з двох сигналів) або набір ортогональних сигналів з однаковими нормами. Тоді сигнальна відстань між двома сигналами з \mathcal{A} пропорційна до відстані Хеммінга між словами коду — образами цих сигналів, і в разі вдалого коду кодова конструкція хороша. Однак за великої потужності M безлічі X , збільшення якої необхідно для отримання високої швидкості, відстані на X істотно різні. Кодова конструкція, «яка підміняє» всі ненульові відстані $D_0(x'_n, x''_n)$ найменшою з них, що можна трактувати як двійкове квантування відстаней, не враховує цих відмінностей. Водночас вона має дві важливі переваги — порівняльну простоту і універсальність. Під універсальністю ми розуміємо принципову можливість отримання систем сигналів довільної розмірності і з довільними сигнальними відстанями. Простота забезпечується регулярністю (наприклад, алгебраїчними властивостями) кодів, які об'єднують однотипні елементарні сигнали в багатовимірні. Пропоновані далі конструкції так чи інакше зберігають ці переваги, але дають змогу отримати більш потужні системи сигналів завдяки більш ретельному розрахунку розподілу відстаней на X .

Конструкції засновані на розбитті безлічі елементарних сигналів на неперетинні підмножини, в кожній з яких у разі вдалого розбиття сигнальна відстань між найближчими сигналами більша, ніж у всіх X . Найбільш зручною є ієрархічна структура, в якій ідеї узагальненого каскадного коду адаптовано для системи сигналів із довільною адитивною сигнальною відстанню. Під ієрархією розуміється сукупність L розбиття множин X на класи, таких, що всі класи одного рівня (одного розбиття) рівно потужні і можуть містити класи попереднього рівня тільки цілком, тобто класи попереднього рівня «вкладено» в класи наступного рівня подібно до системи внутрішніх вкладених кодів узагальненого каскадного коду. Безліч класів $(l-1)$ -го рівня, вміщених у клас 1-го рівня, відбивається взаємно однозначно на безліч символів M_l -ічного коду $(N, M_l, d_l)_{M_l}$ l -го рівня (аналог зовнішнього коду узагальненого каскадного коду), де $M_1 M_2 \dots M_L = M$. Оскільки сигнальні відстані між елементарними сигналами класу l -го рівня зростають зі зменшенням l , перехід від кодової конструкції з одним M -ічним кодом до багатокодової ієрархічної структури дає змогу збільшити потужність безлічі сигналів без зниження мінімальної сигнальної відстані, подібно до того, як перехід від каскадного до узагальненого каскадного коду уможливорює зростання потужності коду без зниження мінімальної хеммінгової відстані.

Сукупність L -згорткових кодів дає змогу на базі тієї самої ієрархії здобути згортковий аналог ієрархічної структури сигналів для неперервного або дискретного каналу з адитивною сигнальною відстанню. У більшості прикладів безліч елементарних сигналів належить S_v^{v-1} , де S_{p2}^{v-1} — сфера v -вимірного простору з радіусом (нормою) p . Конструкції сигналів з адитивною сигнальною відстанню придатні в разі розбиття безлічі елементарних сигналів на нерівно потужні підмножини. Ці конструкції потенційно потужніші за ієрархічну структуру. Найбільш привабливі з них конструкції з переставленнями елементарних сигналів [9].

Стрімкий розвиток інформаційних технологій та глобальна комп'ютеризація суспільства потребує розроблення концептуально нових підходів до швидкісного опрацювання великих масивів даних та надійного їх пересилання каналами зв'язку, використовуючи векторні дискретні сигнали. Такі сигнали здебільшого є багатовимірними функціями просторових незалежних змінних, а керування цими функціями здійснюється в просторовій системі координат. Під координатами багатовимірного сигналу розуміють будь-які аргументи, на числових осях яких фіксується динаміка його зміни, що дає змогу керувати одночасно двома й більшою кількістю взаємозв'язаних параметрів фізичного процесу, поведінка кожної керованої координати якого визначається не лише керувальною дією, а й усією сукупністю цих діянь у вигляді векторів керування та збурювань. Водночас потрібно брати до уваги взаємозалежність та взаємозв'язаність регульованих параметрів таких систем, складність керування якими зростає зі збільшенням кількості параметрів за квадратичною залежністю. Тому опрацювання багатовимірних сигналів у просторових системах координат набуває важливого значення в радіотехнічних системах, інформаційних технологіях, обчислювальних мережах, системах зв'язку та інших галузях науки і техніки.

Сучасні методи цифрового оброблення сигналів базуються переважно на використанні алгоритмів швидкого перетворення Фур'є, класів подання багатовимірних поліномів і двовимірних FIR-фільтрів перетворення частоти. Опрацювання сигналів за цими методами ґрунтується на маніпуляції, зокре-

ма вибірці, перетворенні Фур'є на векторній основі й перетворенні для стовпчиків і рядків Фур'є, фільтрації тощо. Обчислювальна складність зазначених методів зростає з кількістю вимірювань.

У літературі на основі загального теоретичного підходу (теорії в'язанок) розглядаються методи оптимального синтезу, перетворення, переліку й умови існування багатовимірних в'язанок із ланцюжковою і кільцевою структурами. Визначено теоретичний зв'язок між обертовою симетрією S -го порядку та закодованою нею асиметрією у вигляді розбиття симетричного простору на n неоднакових частин, кратних натуральному ряду. Метод ґрунтується на використанні оптимальної вагової системи n -позиційного двійкового коду з t -вимірними ваговими розрядами. Комбінації утворюються послідовним додаванням базисних векторів з урахуванням відповідних модулів m_1, m_2, \dots, m_t , а множина цих комбінацій набирає вигляду t -вимірної координатної сітки, яка покриває поверхню $(t + 1)$ -вимірного простору з розмірами $m_1 \times m_2 \times \dots \times m_t$. Тороїдна модель постала внаслідок опрацювання t -вимірних векторних кодових послідовностей у вигляді багатовимірних ідеальних кільцевих в'язанок (ІКВ)]. До кластера ІКВ належать кільцеві n -послідовності цілочислових t -кортежів, безліч значень яких, разом із множиною значень усіх кільцевих (модулярних) вектор-сум, утворених на цих t -кортежах, покриває безліч вузлових точок тороїдної координатної сітки.

Векторні ІКВ знаходять також застосування для проектування оптимізованих антенних систем із поліпшеними якісними показниками за роздільною здатністю та іншими параметрами. Вдалим кроком у цьому напрямі є спосіб розміщення елементів лінійної антени у вузлах рівномірної сітки, послідовність номерів яких утворює циклічну різницеву множину. Аналогічний результат можна здобути й на основі ІКВ, що впливає з однозначної відповідності між циклічною блок-схемою та ІКВ.

Сьогодні фізики-теоретики в усьому світі досліджують питання багатовимірного простору-часу як природного середовища законів фізики. Поруч із теоретичними дослідженнями, існує безліч суто практичних застосувань теорії багатовимірних комбінаторних конфігурацій у різних галузях науки і техніки, зокрема й для ефективного опрацювання багатовимірних сигналів [10].

ВИСНОВКИ

У статті розглянуто основні два методи формування багатовимірного сигналу. Перший метод доцільно впроваджувати в каналах зв'язку, де відношення сигнал/завада мають достатньо великі показники. При цьому еквівалентна енергія сигналу має забезпечувати можливість розрізнення сигналів із визначеною кратністю модуляції. Метод ефективний для каналів високої якості. Другий метод, де формування багатовимірного сигналу здійснюється на базі методів кодування, а саме формування спеціальних сигнально-кодових конструкцій доцільно застосувати в супутникових каналах зв'язку за невеликого відношення сигнал/завада, для досягнення високої вірогідності передавання інформації.

Список використаної літератури

1. Толубко В. Б., Беркман Л. Н., Козелков С. В. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізничевої модуляції високих порядків // Зв'язок. 2017. №4. С. 3–7.
2. Фазорізничева модуляція високих порядків для забезпечення визначеної завадозахищеності каналів передавання інформації / В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков, Є. П. Гороховський // Телекомунікаційні та інформаційні технології. 2017. №1(54). С. 5–10.
3. *New Paradigm of 5G Wireless Internet [J]* / C.-L. I, S. Han, Z. Xu [et al.] // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Mar. 2016. 34(3). P. 474–482.
4. *Wu J., Fan P. A Survey on High Mobility Wireless Communications: Challenges, Opportunities and Solutions* // *IEEE ACCESS*. Mar. 2016. Vol. 4. P. 450–476.
5. *What will 5G Be?* / J. G. Andrews [et al.] // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. June. 2014. 32(6). P. 1065–1082.
6. *Aboutorab N., Hardjawana W., Vecetic B. A new iterative Doppler-assisted channel estimation joint with parallel ICI cancellation for high mobility MIMO-OFDM systems* // *IEEE Trans. Veh. Technol.* May 2012. 61(4). P. 1577–1589.
7. *5GNOW: Non-orthogonal, Asynchronous Waveforms for Future Mobile Applications* / G. Wunder [et al.] // *IEEE Communications Magazine*. Feb. 2014. 52(2). P. 97–105.
8. *Power Adaptation in OFDM Systems Based on Velocity Variation under Rapidly Time-Varying Channels* / Z. Dong, P. Fan, E. Panayirci, X. Lei // *IEEE Commun. Lett.* 2015. 19(4). P. 689–692.
9. Гунзбург В. В. Багатовимірні сигнали для безперервного каналу. СПб, 1981. 90 с.
10. Різник В. В. Методи опрацювання багатовимірних сигналів у тороїдних системах координат // *Visnyk NTUU KPI (Serii – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia)* 2019. № 77. P. 5–12.

O. V. Kitura, O. R. Zhukova, V. O. Zavatskyi, A. H. Zakharzhevskyi, V. V. Dmytrenko

INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS BASED ON MULTIDIMENSIONAL SIGNALS

Modern approaches to the formation and processing of multidimensional signals are based on the use of amplitude-phase-difference modulation with a change in the start time of the integration interval and special coding methods.

The paper proposes methods for forming a multidimensional signal for mobile networks of the latest generations, which will increase the noise immunity by a factor of 2 compared to two-dimensional multi-position signals.

The increase in noise immunity is achieved by increasing the equivalent signal energy, which is determined by the distance in the geometric representation between the two nearest signal points and thus increasing the noise immunity of the demodulator.

The use of multidimensional signals makes it possible to bring the information transmission rate closer to the communication channel bandwidth, which is necessary for the provision of real-time services.

As is known from the theory of potential noise immunity, the reliability of the transmitted information is primarily determined by the equivalent energy of the signals.

The greater the energy of signals, defined as the distance between adjacent signal points, the higher the system's noise immunity, ceteris paribus.

The paper proposes the formation of signal-code constructions that provide the properties of a multidimensional signal for low-quality channels with a small signal-to-noise ratio.

Keywords: multidimensional signals; noise immunity; signal points; signal-code constructions.

