

О.А. Нагорнюк, н.с.
О.О. Писарчук, д.т.н., с.н.с.
Житомирський військовий інститут ім. С.П. Корольова
Національного авіаційного університету
В.П. Манойлов, д.т.н., проф.
Житомирський державний технологічний університет

СПОСІБ АВТОМАТИЗОВАНОГО РОЗПІЗНАВАННЯ ВИДУ ЦИФРОВОЇ ЛІНІЙНОЇ МОДУЛЯЦІЇ, ЗАСНОВАНИЙ НА КУМУЛЯНТНОМУ АНАЛІЗІ СИГНАЛІВ

Запропоновано спосіб розпізнавання виду та кратності маніпуляції сигналів з цифровою лінійною модуляцією, що базується на кумулянтному аналізі звичайних, простепеньованих та модифікованих сузір'їв сигналів та методі пошуку мінімальної метрики (Мангетенської відстані).

Постановка проблеми у загальному вигляді. У теперішній час широкого застосування знаходять телекомунікаційні системи з архітектурою, що визначається програмно (Cognitive software defined radio) [1]. В таких системах реалізується адаптивна модуляція і адаптивний розподіл частот для забезпечення найкращої спектральної ефективності передачі даних та максимальної каналної ємності. Таким чином, при пакетній передачі даних вид модуляції кожного наступного пакета визначається відповідно до якості каналу та вимог до частоти появи хибних бітів. Основними видами модуляції, що використовуються в таких системах, є різновиди лінійної цифрової модуляції.

Переважна більшість підходів, що використовуються для розпізнавання виду модуляції в сучасних комунікаційних системах, мало придатні для вирішення завдань радіомоніторингу оскільки область їх застосування обмежена рамками конкретних стандартів, набір видів модуляції, що розпізнаються, обмежений (від 2 до 5), а параметри сигналу вважаються апріорно відомими. Тому актуальним завданням є розробка способу автоматизованого розпізнавання більш широкого набору видів лінійної цифрової модуляції, що істотно спростить процедуру пошуку та ідентифікації джерела радіовипромінювання і подальший процес демодуляції сигналу при здійсненні задач радіомоніторингу [2].

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Проблемі розпізнавання цифрових видів модуляції присвячена велика кількість робіт опублікованих за останні 20 років (переважно за кордоном) [3–14]. Загалом існуючі підходи до розпізнавання цифрових видів модуляції можна розділити на два основні класи: методи, що базуються на відношенні правдоподібності та методи, що базуються на теорії розпізнавання образів [3–4]. Основними недоліками першої групи методів є складність реалізації, вимогливість до обчислювальних ресурсів, необхідність наявності апріорної параметричної інформації та чутливість до відповідності сигналу прийнятій моделі [3]. Методи на основі теорії розпізнавання образів не є оптимальними але вони простіші в реалізації та забезпечують близьке до оптимального рішення, що зумовлює їх широке практичне застосування [3].

Останнім часом широкого розповсюдження набули методи засновані на теорії розпізнавання образів з використанням величин статистики вищих порядків як модуляційних ознак. Так у [5] запропоновано метод розпізнавання видів модуляції з використанням значень моментів сигналу, однак їх розрахунок призводить до збільшення рівня адитивного шуму, що обмежує його застосування при низьких значеннях відношень сигнал/шум (ВСП) [6]. На відміну від моментів, теоретичні значення кумулянтів вищих порядків не залежать від величини адитивного гауссівського шуму, що зумовило їх широке використання при розпізнаванні виду модуляції цифрових сигналів [3]. В [7] запропоновано метод розпізнавання виду фазової маніпуляції на основі кумулянтів 4-го порядку. Кумулянти C_{21} , C_{40} , C_{41} , застосовуються в [8] для розпізнавання різновидів амплітудної та фазової маніпуляції. Основними недоліками існуючих підходів є обмежена кількість видів модуляції, що розпізнаються, низька ймовірність правильного розпізнавання сигналів з близькими за формою і вкладеними фазовими сузір'ями, а також при наявності похибок синхронізації за тактовою та несучою частотами.

Метою статті є розробка способу автоматизованого розпізнавання виду амплітудної, фазової та квадратурної амплітудної маніпуляції, покращення точності розпізнавання сигналів зі схожими за формою сузір'ями та у випадку наявності похибок синхронізації за несучою частотою з використанням

Постановка завдання досліджень. Вхідними даними для розпізнавання є одномірний масив комплексних відліків r_k , $k = 0 \dots K-1$, отриманих після квадратурного перетворення, дискретизації у часі з частотою F_s та квантування за рівнем сигнальної суміші r з виходу радіоприймального пристрою, здійснення синхронізації за несучою та тактовою частотами, компенсації впливу каналу розповсюдження. Вважається, що сигнал на стороні передавання сформовано відповідно до визначених вимог [15] та він належить до класу сигналів із лінійною цифровою модуляцією з такими типами сигнальних сузір'їв:

- амплітудна маніпуляція з кратностями 2, 4, 8, 16 (АМн-2, АМн-4, АМн-8, АМн-16);
- фазова маніпуляція з кратностями 2, 4, 8, 16 (ФМн-2, ФМн-4, ФМн-8, ФМн-16);
- квадратурна амплітудна маніпуляція з кратностями 16, 32, 64, 128, 256 (КАМн-16, КАМн-32, КАМн-64, КАМн-128, КАМн-256);
- квадратурна амплітудна маніпуляція зі спеціальними видами сузір'їв (КАМн-v29-8, КАМн-v29-16, КАМн-v29-32, КАМн-Star-8, КАМн-16в, КАМн-32в, КАМн-64в).

Параметри сигналу на часовому проміжку, що аналізується, постійні. При розповсюдженні сигнал зазнає впливу каналу, що описується гауссівською моделлю. В такому разі, прийнята сигнальна суміш r описується як функція від часу t [16]:

$$r(t) = A e^{j2\pi\Delta f t} e^{j\theta} \sum_{k=1}^K s_k^{(i)} g(t - (k-1)T - \varepsilon T) + n(t), \quad (1)$$

де A – амплітуда сигналу; Δf – похибка оцінки несучої частоти; θ – інваріантна в часі фаза несучої частоти; $s_k^{(i)}$ – K комплексних символів, що передаються та беруться з i -го кінцевого алфавіту для відповідного виду модуляції; T – символний період; ε – похибка символної синхронізації; $g(t)$ – сумісна імпульсна характеристика формуючого фільтра та каналу; $n(t)$ – адитивний гауссівський шум.

Результатом розпізнавання повинно бути рішення про вид і кратність лінійної цифрової модуляції, що застосована в аналізованому сигналі. Оскільки несуча та тактова частоти визначені та враховані на попередньому етапі обробки, викривлення внесені каналом зв'язку усунені із застосуванням каналного еквалайзера [16], тому задача розпізнавання виду модуляції зводиться до розпізнавання сузір'я сигналу.

Викладення основного матеріалу. Розв'язання задачі. Розпізнавання типу фазового сузір'я сигналу здійснюється шляхом порівняння його виду та параметрів з відповідними характеристиками відомих сузір'їв. Для вирішення даної задачі в літературі запропоновано ряд методів: методи засновані на відношенні правдоподібності [3], метод розпізнавання на основі відстані Хелінджера [15], метод на основі розпізнавання зображень [4], методи на основі кумулянтного аналізу [10–13] тощо.

Основними недоліками даних методів є низька ймовірність правильного розпізнавання при малих значеннях ВСШ та похибках синхронізації, а також великий об'єм обчислень. Перші два недоліки пов'язані з тим, що присутність шумів та похибок синхронізації призводить до зміни та «розмиття» фазового сузір'я. Третій недолік виникає за рахунок відсутності апріорної інформації про модель каналу зв'язку, структуру і параметри сигналу та вирішується шляхом спрямованого перебору всіх можливих варіантів, що, в свою чергу, призводить до значних розрахункових затрат та ускладнює розпізнавання виду модуляції в реальному часі.

Найбільш стійкими до наявних похибок синхронізації та ефективними при низьких ВСШ є методи, що базуються на кумулянтному аналізі сигналів [3]. Суть таких методів зводиться до розрахунку змішаних кумулянтів різних порядків, порівняння їх з теоретичними значеннями, що відповідають заданим видам модуляції та прийняття рішення про вид застосованої модуляції, відповідно до обраного підходу. Перевагою методів заснованих на кумулянтному аналізі є їх простота реалізації, порівняно низька розрахункова складність та висока ймовірність розпізнавання при низьких відношеннях сигнал/шум (ВСШ) [3]. Останнє обумовлено тим, що всі кумулянти третього і вище порядків дорівнюють нулю для нормальних процесів, а змішані кумулянти статистично незалежних величин також дорівнюють нулю [3]. Ще однією перевагою кумулянтів є їх інваріантність до зміни фази несучого коливання, що дозволяє виключити зі схем обробки відповідні кола синхронізації [7].

Математично кумулянти C_n визначаються як коефіцієнти у розкладанні в ряд Маклорена логарифму характеристичної функції $G(u)$ [17]:

$$\ln G(u) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n}{n!} u^n. \quad (2)$$

Змішані кумулянти порядку p і q (C_{pq}) визначаються як [17]:

$$C_{pq} = \text{Cum} \left[\underbrace{r_k, \dots, r_k}_{p-q}, \underbrace{r_k^*, \dots, r_k^*}_q \right], \quad (3)$$

де Cum – оператор розрахунку кумулянту, r_k^* – спряжене значення комплексного числа r_k .

Кумулянт n -го порядку C_n визначається як сума початкових моментів до n -го порядку включно:

$$C_n = \text{Cum} \left(r_1, r_2, \dots, r_n \right) = \sum_{\forall \vartheta} \left(\prod_{j \in \vartheta_1} r_j \right) \left(\prod_{j \in \vartheta_2} r_j^* \right) \dots E \left[\prod_{j \in \vartheta_1} r_j \right] \dots E \left[\prod_{j \in \vartheta_q} r_j^* \right], \quad (4)$$

де E – операція усереднення, $\vartheta = \{\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_q\}$ – множина всіх можливих розкладань для набору індексів $(1, 2, \dots, n)$. У разі, коли $n = 3$ можливий набір індексів $\epsilon (1, 2, 3)$, тоді можливо 5 типів розкладань: для $q = 1$: $\{(1, 2, 3)\}$, для $q = 2$: $\{(1, (2, 3)), \{(2, (1, 3)), \{(3, (1, 2))\}$, для $q = 3$: $\{(1), (2), (3)\}$. Підставивши дані значення в формулу (4) отримаємо вираз для розрахунку кумулянту 3-го порядку:

$$C_3 = \text{Cum} \left(r_1, r_2, r_3 \right) = E \left[r_1 r_2 r_3 \right] + E \left[r_1^* r_2 r_3 \right] + E \left[r_1 r_2^* r_3 \right] + E \left[r_1 r_2 r_3^* \right] + 2E \left[r_1^* r_2^* r_3 \right]. \quad (5)$$

Використовуючи вираз (4) можна розрахувати значення всіх кумулянтів вищих порядків. Однак зі збільшенням порядку кумулянту кількість можливих розкладань значно збільшується та процес пошуку аналітичних виразів для кумулянтів стає досить складним. В літературі кінцеві вирази для розрахунку повного набору змішаних кумулянтів до восьмого порядку включно відсутні, а окремі наведені вирази часто обмежені початковими умовами, зокрема вважається, що сузір'я сигналу є симетричним.

Для пошуку аналітичних виразів змішаних кумулянтів розроблено та використано спеціалізоване програмно-алгоритмічне забезпечення визначення всіх можливих типів розкладань та представлення змішаного кумулянту C_{pq} через значення змішаних моментів \dot{I}_{pq} . Так аналітичні вирази змішаних кумулянтів C_{21} , C_{62} та C_{83} визначаються за формулами:

$$C_{21} = M_{21}; \quad (6)$$

$$C_{62} = M_{62} - M_{40}M_{20} - 8M_{41}M_{21} - 6M_{42}M_{20} + 6M_{42}M_{20} + 24M_{21}^2M_{20} + 6M_{20}^3; \quad (7)$$

$$C_{83} = M_{83} - 3M_{20}M_{62} - 10M_{20}M_{63} - 15M_{21}M_{62} - 30M_{42}M_{41} - 5M_{40}M_{41} + 30M_{20}M_{21}M_{40} + 90M_{20}^2M_{41} + 120M_{21}^2M_{41} + 180M_{20}M_{21}M_{42} - 270M_{20}^3M_{21} - 360M_{20}M_{21}^3, \quad (8)$$

де \dot{I}_{pq} – значення змішаного початкового моменту порядку p з кількістю спряжених відліків q , що визначається за виразом:

$$\dot{I}_{pq} = E \left[\underbrace{r_k, \dots, r_k}_{p-q}, \underbrace{r_k^*, \dots, r_k^*}_q \right]. \quad (9)$$

Як видно з формули (6), значення змішаного кумулянту C_{21} дорівнює відповідному змішаному моменту M_{21} та відповідає величині енергії сигналу.

Для забезпечення можливості порівняння кумулянтів сигналів з різними енергетичними характеристиками необхідно отримати їх нормовані значення:

$$C_{pq}^N = \frac{C_{pq}}{C_{21} - D_n}, \quad (10)$$

де C_{pq}^N – нормоване значення змішаного кумулянту C_{pq} ; D_n – дисперсія адитивного гауссівського шуму.

Як зазначалося вище, суть кумулянтного аналізу полягає в розрахунку набору кумулянтів для фазового сузір'я сигналу, що аналізується, та порівнянні його з теоретичними значеннями, які відповідають відомому алфавіту модуляцій.

Розрахунок теоретичних значень кумулянтів здійснюється за таких умов [11–14]:

- енергія сигналу дорівнює одиниці;
- ймовірність появи інформаційних символів описується рівномірним законом;
- шуми в фазовому сузір'ї сигналу відсутні.

Прийняття рішення про вид модуляції здійснюється шляхом максимізації правдоподібності схожості між набором кумулянтів зашумлених відліків сигналу з невідомою модуляцією та набору кумулянтів відомого алфавіту видів модуляцій. Для вирішення даної задачі використовуються такі підходи: метод відношення правдоподібності, метод опорних векторів, нейронні мережі, метод пошуку мінімальної метрики, метод дерева рішень, а також їхнє комбінування [6–13]. Однак найбільшого поширення набув метод пошуку мінімальної метрики, що визначає просторові відстані (метрику) між

розрахованим набором кумулянтів і наборами кумулянтів відомого алфавіту модуляцій [3]. Перевагами даного методу є простота реалізації та можливість розширення алфавіту відомих видів модуляції без суттєвої зміни розробленого способу розпізнавання (потрібно лише занести нові значення кумулянтів до еталонного алфавіту).

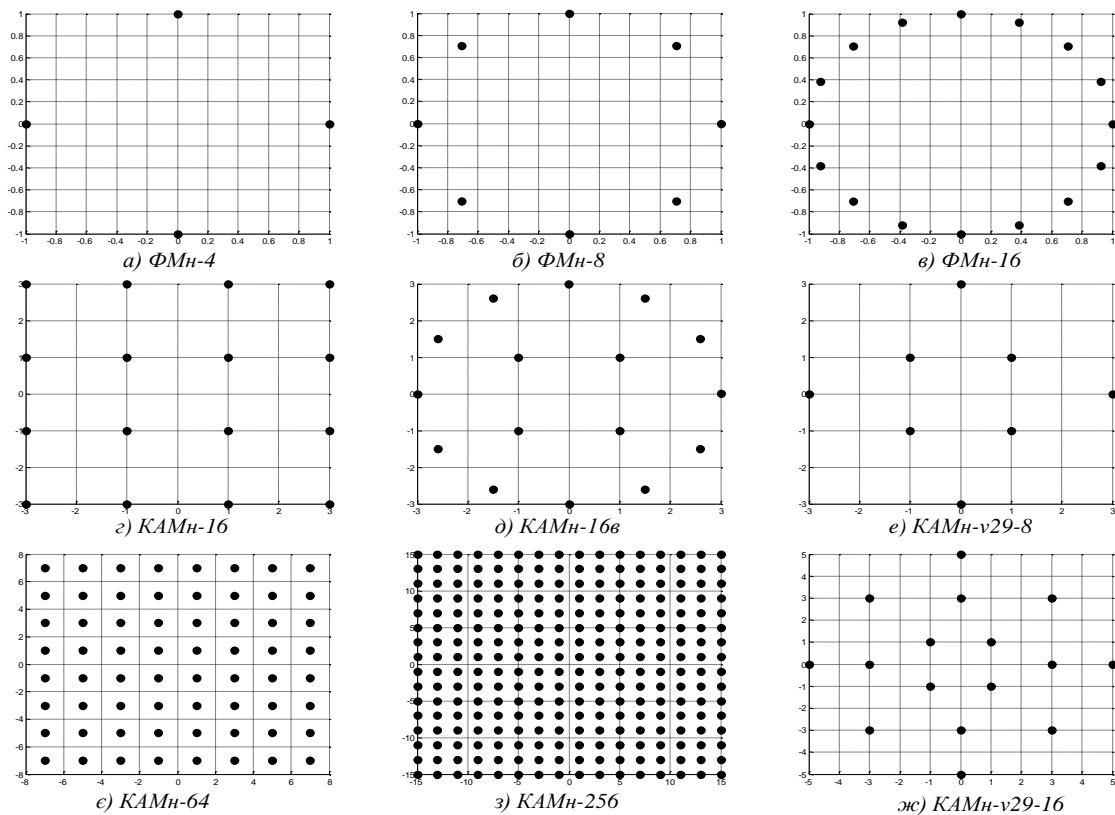


Рис. 1. Вигляд фазових сузір'їв сигналів з цифровою лінійною модуляцією

На практиці застосовуються різні метрики, однак більшість з них є частковими формами спеціалізованого класу метричних відстаней, відомих як метрики Мінковського.

Відстань Мінковського d_m^p степеня p розраховується за виразом [18]:

$$d_m^p = \left(\sum_{n=1}^N |C_n - C_n^m| \right)^{\frac{1}{p}}, \quad (11)$$

де C_n – розраховане значення n -го кумулянта; C_n^m – теоретичне значення n -го кумулянта, що відповідає заданому m -му виду модуляції.

У випадку коли $p = 1$ отримується Мангетенська відстань, а при $p = 2$ відстань Евкліда, що широко застосовуються на практиці. Однак Мангетенська відстань більш стійка до впливу окремих великих різниць (викидів), оскільки вони не підносять до квадрату, тому в подальшому буде застосовуватися лише дана метрика.

Аналіз теоретичних значень кумулянтів для різних видів цифрової лінійної модуляції показав, що схожі за формою (ФМн-8 та ФМн-16) та вкладені фазові сузір'я (КАМн-64 та КАМн-256) мають близькі за значенням кумулянти.

Як приклад в таблиці 1 наведено значення кумулянтів для фазових сузір'їв, зображених на рисунку 1.

Таблиця 1

Значення кумулянтів сигналів з цифровою лінійною модуляцією при ВСШ 50дБ

	ФМн-4	ФМн-8	ФМн-16	КАМн-16в	КАМн-в29_8	КАМн-64	КАМн-256
C ₂₀	0,0008	-0,0002	-0,0006	-0,0180	0,0000	0,0003	-0,0001
C ₂₁	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
C ₄₀	0,0000	-0,0007	-0,0010	0,0156	1,2725	-0,6191	-0,6037
C ₄₁	-0,0016	0,0004	0,0013	0,0026	0,0000	-0,0006	0,0002
C ₄₂	-0,9980	-0,9999	-1,0000	-0,6209	-0,5952	-0,6178	-0,6037
C ₆₀	0,0007	0,0000	-0,0028	0,1448	0,0000	0,0032	-0,0006
C ₆₁	-0,0001	0,0030	0,0040	-0,0540	-4,1961	1,7963	1,7298
C ₆₂	0,0088	-0,0020	-0,0072	0,0028	-0,0002	0,0027	-0,0011
C ₆₃	3,9880	3,9996	3,9996	1,7478	1,5712	1,7920	1,7303
C ₈₀	0,9960	0,9992	0,0019	-0,0510	-53,0800	-11,5090	-10,9310
C ₈₁	-0,0042	-0,0001	0,0175	-0,6787	-0,0018	-0,0256	0,0064
C ₈₂	0,0007	-0,0255	-0,0339	0,3706	27,1140	-11,4860	-10,9310
C ₈₃	-0,0914	0,0207	0,0749	-0,0516	0,0016	-0,0246	0,0101
C ₈₄	-32,8680	-32,9960	-32,9960	-10,5670	-10,6880	-11,4550	-10,9360

Із таблиці 1 видно, що для сигналів ФМн-8 та ФМн-16, КАМн-64 та КАМн-256 кумулянти різних порядків близькі за значеннями і, відповідно, просторова відстань між ними буде малою. Мангетенські відстані між наборами кумулянтів сигналів з різною модуляцією наведено в таблиці 2.

Для сигналів зі схожими за формою та вкладеними сузір'ями вона є малою порівняно з іншими видами модуляцій і, як наслідок, ймовірність правильного розпізнавання таких сигналів буде низькою, особливо при малих значеннях ВСШ.

Для покращення ймовірності розпізнавання таких видів фазових сузір'їв пропонується додатково використати значення кумулянтів їх простепенюваних варіантів. За рахунок зміни вигляду сузір'я при піднесенні сигналу до степеня (так при піднесенні до квадрату сузір'я ФМн-8 перетворюється в ФМн-4, а ФМн-16 – в ФМн-8) змінюється і метрика між ними.

Таблиця 2

Мангетенські відстані між наборами кумулянтів сигналів з цифровою лінійною модуляцією

	ФМн-4, ФМн-8	ФМн-8, ФМн-16	ФМн-16, КАМн-16	КАМн-16, КАМн-16в	КАМн-16, КАМн-64	КАМн-64, КАМн-256	ФМн-16, КАМн-в29-8
d_m	77.0	2.1	72.7	46.2	10.5	2.4	133.3

В таблиці 3 подано значення Мангетенських відстаней між наборами кумулянтів сигналів піднесених до 2-го та 4-го степеня відповідно. Видно, що відстань між кумулянтами «проблемних сузір'їв» значно збільшилася, а значить ефективність їх розпізнавання буде вищою.

Таблиця 3

Мангетенські відстані між наборами кумулянтів сигналів з цифровою лінійною маніпуляцією піднесених до 2 та 4 степеня

d_m	ФМн-4, ФМн-8	ФМн-8, ФМн-16	ФМн-16, КАМн-16	КАМн-16, КАМн-16в	КАМн-16, КАМн-64	КАМн-64, КАМн-256	ФМн-16, КАМн-v29-8
r_k^2	1634,7	77,3	238,8	187,6	40,7	12,04	77,9
r_k^4	0,2	1634,8	1346,4	31,0	456,9	297,6	1635,0

Таким чином, у разі прийняття рішення про вид модуляції, що має малу просторову відстань між кумулянтами з іншим видом модуляції, результат уточнюється з урахуванням метрики кумулянтів простепенюваних фазових сузір'їв. Так, під час прийняття рішення про ФМн-8 необхідно розрахувати набори кумулянтів простепенюваних сузір'їв для ФМн-8 та ФМн-16 і, відповідно до мінімальної метрики прийняти рішення.

Іншою складністю при практичному використанні методів кумулянтного аналізу є зниження ймовірності розпізнавання виду сузір'я при наявності залишкових значень несучої частоти, що виникають внаслідок неточностей роботи схем синхронізації за несучою частотою [3]. В такому разі сузір'я сигналу змінюється, а значення розрахованих для нього кумулянтів не відповідають теоретичним. Так вигляд фазових сузір'їв сигналів з ФМн-8, КАМн-16, КАМн-64 подано на рисунку 2.

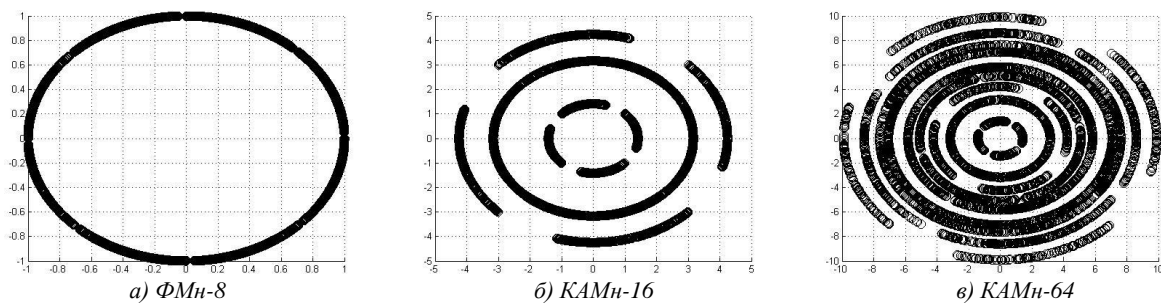


Рис. 2. Вигляд фазових сузір'їв сигналів з цифровою лінійною модуляцією за наявності залишкових значень несучої частоти

Видно, що залишкові значення несучої частоти призводять до колового розмиття сузір'їв. Вирішення даної задачі пропонується здійснити шляхом заміни звичайних фазових сузір'їв r_k їх модифікованими варіантами r_k^R , що визначаються за формулою:

$$r_k^R = r_k \cdot r_{k-m}^* \quad (12)$$

де r_{k-m}^* – комплексно-спряжений відлік масиву даних r_k , зсунутий на m позицій.

Вигляд модифікованих сузір'їв є інваріантним до залишкових значень несучої частоти, та для деяких видів сигналів поданий на рисунку 3.

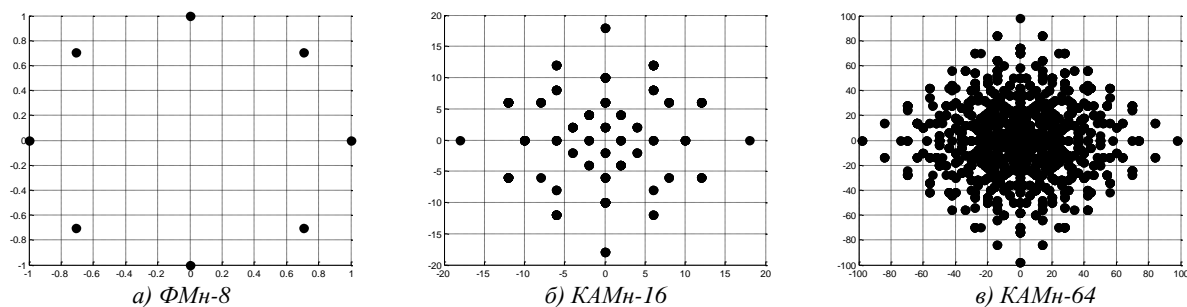


Рис. 3. Вигляд модифікованих сузір'їв сигналів з цифровою лінійною модуляцією

Таким чином, спосіб автоматизованого розпізнавання виду цифрової лінійної модуляції заснований на кумулянтному аналізі сигналів пропонується у такій послідовності операцій. Розраховуються нормовані значення кумулянтів для відліків сигналу r_k , що аналізується, за формулами (3, 10). Визначається мінімальна метрика (Мангетенська відстань) між отриманим набором кумулянтів та

набором кумулянтів відомого алфавіту модуляцій. Відповідно отриманій метриці приймається рішення про вид модуляції аналізуючого сигналу. Якщо розпізнаний вид модуляції має близьке за формою до іншого виду модуляції сузір'я то відліки сигналу підносяться до степеня і для них розраховується новий набір кумулянтів. Для даного набору визначається просторова відстань до відповідних теоретичних значень наборів кумулянтів простепеньованих сузір'їв. Мінімальне значення просторової відстані й визначає шуканий вид модуляції. У випадку коли присутні залишкові значення несучої частоти, замість звичайних фазових сузір'їв використовуються їх модифіковані варіанти та повторюється описана вище послідовність операцій.

Перевірку працездатності та ефективності способу автоматизованого розпізнавання виду цифрової лінійної модуляції здійснено в програмному середовищі MATLAB. Моделювання проведено відповідно до методу статистичних випробувань Монте-Карло [19]. Під час моделювання досліджено залежності ймовірностей правильного розпізнавання виду модуляції від ВСШ при використанні звичайних, простепеньованих та модифікованих фазових сузір'їв. Реалізації сигналів з лінійною цифровою модуляцією формувалися за допомогою стандартних процедур пакета Communication System Toolbox та мали розмір 16384 символів. Параметри каналу описувалися гауссівською моделлю та змінювалися для забезпечення ВСШ від 0 дБ до 30 дБ з дискретністю 1 дБ.

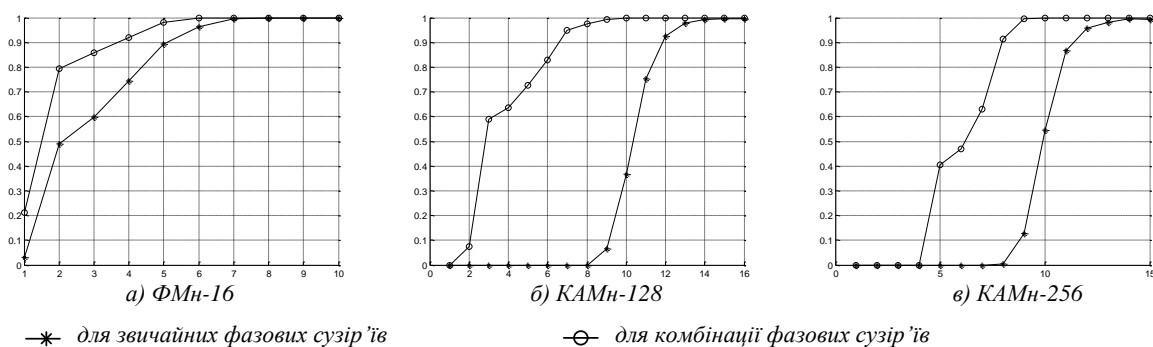


Рис. 4. Ймовірність розпізнавання сигналів з ФМн-16, КАМн-128, КАМн-256 з використанням сузір'я, піднесеного до другого степеня

На рисунку 4 наведено залежності ймовірностей правильного розпізнавання ФМн-16, КАМн-128 та КАМн-256 при використанні звичайного фазового сузір'я та комбінуванні звичайного фазового сузір'я з його варіантом піднесеним до другого степеня. Провівши аналіз залежностей зображених на рисунку 4 можна зробити висновок, що застосування простепеньованих варіантів фазових сузір'їв дозволяє суттєво покращити ймовірність правильного розпізнавання виду модуляції в області низьких значень ВСШ. Так ймовірність правильного розпізнавання КАМн-128 при ВСШ 8 дБ збільшується від 0 до 0,98.

Залежності ймовірностей правильного розпізнавання виду модуляції з використанням звичайних та модифікованих сигнальних сузір'їв надано на рисунку 5.

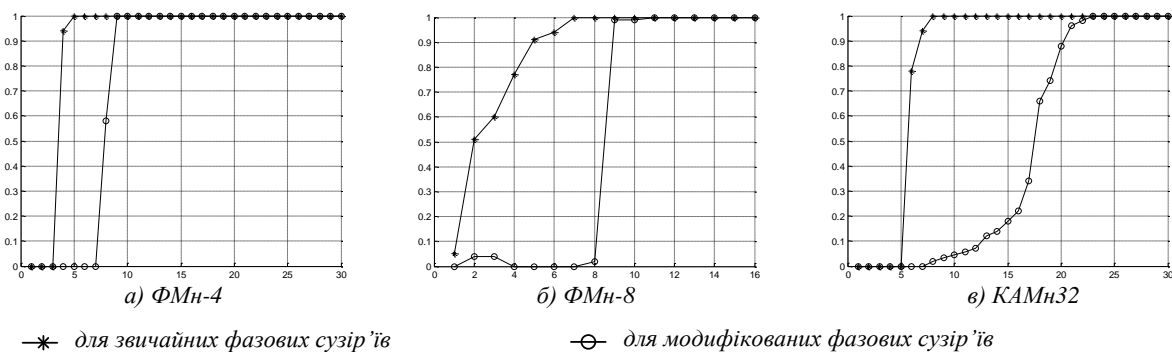


Рис. 5. Ймовірність розпізнавання сигналів з ФМн-16, КАМн-128, КАМн-256 з використанням модифікованих сузір'їв

Видно, що ймовірність правильного розпізнавання з використанням модифікованих сузір'їв в діапазоні великих значень ВСШ дорівнює ймовірності правильного розпізнавання з використанням звичайних сигнальних сузір'їв, але значно зменшується в діапазоні низьких ВСШ. Однак враховуючи той факт, що наявність значних остаточних значень несучої частоти унеможливило процес розпізнавання з використанням звичайних фазових сузір'їв, то застосування модифікованих фазових сузір'їв є доцільним.

Висновки. Спосіб автоматизованого розпізнавання виду цифрової лінійної модуляції на основі кумулянтного аналізу полягає в розрахунку набору нормованих змішаних кумулянтів аналізуючого сигналу (14 кумулянтів) та порівнянні їх з теоретичними значеннями за допомогою методу пошуку мінімальної метрики. Застосування простепенюваних та модифікованих варіантів сигнальних сузір'їв дозволило покращити ймовірність правильного розпізнавання схожих за формою та вкладених сузір'їв і у разі наявності остаточних значень несучої частоти. Кількість видів модуляцій, що розпізнаються може бути збільшена без суттєвої зміни способу, для цього достатньо лише занести набір теоретичних значень кумулянтів до еталонного алфавіту. Подальші дослідження в даному напрямку слід направити на зменшення кількості кумулянтів та пошук найбільш ефективної комбінації кумулянтів для розпізнавання заданого виду або класу модуляції, а також на розробку способу визначення умов за яких доцільно здійснювати заміну звичайних фазових сузір'їв модифікованими варіантами.

Список використаної літератури:

1. Doyle L. The Essentials of Cognitive Radio / L.Doyle. – Cambridge University Press, 2009. – 240 p.
2. Рембовский А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин. – М. : Горячая линия–Телеком, 2010. – 624 с.
3. Dobre I A. A Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New Trends. Octavia / A.Dobre I, A.Abdi, Y.Bar-Ness. – Princeton : USA, 2005. – 63 p.
4. Su W. Comparison and Simulation of Digital Modulation Recognition Algorithms / W.Su // Annual Joint Electronic Warfare Conference, 2003. – 7 p.
5. Boiteau D. Combination de moments d'ordre 2 et 4 pour classification de modulation lineaires / D.Boiteau C.Le Martret // Seizieme colloque Grets. – Bruz : France, 1997. – Pp. 981–984.
6. Su W. Higher-order blind signal feature separation: an enabling technology for battlefield awareness / W.Su, J.Kosinski // U. S. Army CECOM Research Development and Engineering Center. – Monmouth, 2006. – 7 p.
7. Swami A. Hierarchical digital modulation classification using cumulants / A.Swami, M.Sadler // IEEE transactions on communications, 2000. – Vol. 48. – Pp. 234–246.
8. Automatic digital modulation recognition using feature subset selection / J.Li, J.Wang, X.Fan, Y.Zhang // Progress in electromagnetics research symposium. – Hangzhou, 2008. – Pp. 351–354.
9. Aslam M. Automatic digital modulation classification using genetic programming with K-Nearest Neighbor / M.Asalam, Z.Zhu, K.Nandi // The 2010 Military communication conference. – Liverpool, 2010. – Pp. 512–517.
10. Ebrahimzadeh A. Digital signal types identification using a hierarchical SVM – based classifier and efficient features / A.Ebrahimzadeh, S.Seyedin. – Computing : Theory and Applications, 2007. – Pp. 521–525.
11. Spooner C. On the utility of sixth-order cyclic cumulants for RF signal classification / C. Spooner // Proc. ASILOMAR, 2001. – Pp. 890–897.
12. Ebrahimzadeh A. A new signal type classifier for fading environment / A.Ebrahimzadeh, G.Ardeshi // Journal of computation and information technology CIT 15, 2007. – Pp. 257–266.
13. Shermeh A. An intelligent system for classification and communication formats using PSO / A.Shermeh, R.Ghaderi // Informatica. – Vol. 32. – № 3, 2008. – Pp. 213–218.
14. Горячкин О.В. Вскрытие модуляционных параметров радиосигналов с неизвестной структурой / О.В. Горячкин, А.А. Харитонова // Инфокоммуникационные технологии. – Самара, 2010. – Т. 8, № 2. – С. 65–72.
15. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б.Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
16. Сергиенко А.Б. Цифровая связь / А.Б. Сергиенко. – СПб. : ГЭТИ «ЛЭТИ», 2012. – 164 с.
17. Mendel J. Tutorial on higher order statistics in signal processing and system theory: theoretical results and some applications / J.Mendel // Proc. Of the IEEE. – Vol. 79, 1991.
18. Abdi H. Mathematique pour les sciences cognitive / H.Abdi, D.Valentin. – Grenoble : PUG, 2006. – 248 p.
19. Mikhalov G.A. Parametric estimates by the Monte Carlo method / G.A. Mikhalov. – Utrecht, Netherlands : VSP, 1999. – 376 p.

НАГОРНИЮК Олександр Анатолійович – науковий співробітник науково-дослідної лабораторії наукового центру Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова Національного авіаційного університету.

Наукові інтереси:

– розробка та удосконалення алгоритмів цифрової обробки та розпізнавання сигналів.

ПИСАРЧУК Олексій Олександрович – доктор технічних наук, старший науковий співробітник. Начальник кафедри радіоелектронної боротьби та захисту інформації Житомирського військового інституту імені С.П. Корольова Національного авіаційного університету.

Наукові інтереси:

– ергатичні системи;

– кібернетика.

МАНОЙЛОВ В'ячеслав Пилипович – доктор технічних наук, професор Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– електродинаміка;

– антени;

– медична апаратура.

Стаття надійшла до редакції 05.06.2013

Нагорнюк О.А., Писарчук О.О., Манойлов В.П. СПОСОБ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДА ЦИФРОВОЙ ЛИНЕЙНОЙ МОДУЛЯЦИИ ОСНОВАННЫЙ НА КУМУЛЯНТНОМ АНАЛИЗЕ СИГНАЛОВ

Nahorniuk O.A., Pysarchuk O.O., **METHOD OF DIGITAL LINEAR MODULATION AUTOMATIZED RECOGNITION BASED ON SIGNALS CUMULANT ANALYSIS**

УДК 621.396.67

СПОСОБ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДА ЦИФРОВОЙ ЛИНЕЙНОЙ МОДУЛЯЦИИ ОСНОВАННЫЙ НА КУМУЛЯНТНОМ АНАЛИЗЕ СИГНАЛОВ / О.А. Нагорнюк, О.О. Писарчук, В.П. Манойлов

Предложено способ распознавания вида модуляции сигналов с цифровой линейной модуляцией, основанный на кумулянтном анализе обычных, возведенных в степень и модифицированных созвездий сигналов и методе поиска минимальной метрики (Манхетенского расстояния).

УДК 621.396.67

METHOD OF DIGITAL LINEAR MODULATION AUTOMATIZED RECOGNITION BASED ON SIGNALS CUMULANT ANALYSIS / O.A. Nahorniuk, O.O. Pysarchuk

Method of the digital linear modulation automatized recognition based on the cumulant analysis of typical, raised to power and modified signal constellations and on the method searching minimum metrics (Manhattan distance) is proposed.