

## МЕТОД НЕПАРАМЕТРИЧНОЇ ОЦІНКИ КРАТНОСТІ ФАЗОВОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ СИГНАЛУ

У статті розглядається метод оцінки кратності маніпуляції MPSK сигналу та його частоти по спостереженню в білому шумі з невідомим законом розподілу. Вивчаються властивості непараметричної оцінки кратності маніпуляції сигналу, отриманої з використанням BDS-статистики, а також властивості фазових портретів таких сигналів. Наведено залежності BDS-статистики від кратності маніпуляції та частоти при різних значеннях сигнал/шум. Результати статті можуть бути використані для автоматизації підходу до «сліпого» визначення параметрів сигналу при невідомих властивостях шуму спостереження.

**Ключові слова:** MPSK процес, оцінка кратності маніпуляції, BDS-статистика, фазовий портрет.

### Вступ

**Постановка проблеми.** Однією з характерних особливостей сучасних і перспективних радіотехнічних систем зв'язку є широке використання складних сигналів з лінійною цифровою маніпуляцією їх фазової структури [1–4].

Визначення виду маніпуляції сигналів [5–6], які спостерігаються на фоні шуму, представляється важливим завданням для адаптації структури системи зв'язку до властивостей каналу зв'язку.

Одним з основних видів маніпуляції, що використовуються в таких системах, є багаторівнева фазова маніпуляція MPSK (Multiple Phase-Shift Keying) [4–5]. Сигнали MPSK формуються, як і інші багаторівневі (багатопозиційні) види маніпуляції, шляхом угруповання  $b = \log_2 M$  біт в символи і введенням взаємно-однозначної відповідності між множиною значень символу і множиною значень зсуву фази модульованого гармонійного колювання. Значення зсуву фази від множини відрізняються на однакову величину.

При цьому на одній частоті при використанні  $M$ -кратної фазової маніпуляції можна передавати повідомлення від одного, двох, трьох і більше джерел, домагаючись істотного підвищення швидкості передачі інформації в каналі зв'язку.

Визначенню кратності MPSK сигналів присвячено багато робіт, наприклад, [7–11], при цьому в більшості з них досліджують задачу автоматизованого визначення кратності MPSK сигналів в умовах відсутності апріорної інформації про їх параметри. У цій ситуації відомі підходи до «сліпого» визначення параметрів сигналу (non data aided methods). З аналізом різних підходів до автоматичного розпізнавання видів модуляції радіосигналів в умовах апріорної невизначеності параметрів сигналу можна познайомитися, наприклад, в роботах [12–14].

Досить загальна модель для всіх видів сигналів з цифровою лінійною модуляцією описана в роботі [15]. Вона враховує множину (вектор) несуттєвих й інформаційних параметрів. До перших можна віднести амплітуду сигналу, зсув частоти, тривалість інформаційного символу, помилку символної синхронізації, спільну імпульсну характеристику формуючого фільтра і радіоканалу, скачки фази (джитери фази) для кожного переданого інформаційного символу і початкову фаза сигналу.

Будемо вважати, що несуттєві параметри, обумовлені видом сигналу, умовами його поширення і прийому, відомі або визначені і враховані на попередньому етапі обробки відомими методами.

До інформаційних параметрів в даній роботі віднесемо порядок (кратність) маніпуляції MPSK сигналів і його частота. В роботі [8] описаний алгоритм відділення MPSK сигналів від інших класів сигналів з цифровими видами маніпуляції.

Відомі алгоритми визначення кратності MPSK сигналів засновані на двох підходах: на теорії розпізнавання образів і на статистичній теорії прийняття рішень. Перший підхід використовує модуляційні ознаки для визначення кратності маніпуляції MPSK сигналів. Здебільшого, пов'язані з цим підходом алгоритми розробляються для подолання апріорної невизначеності про параметри сигналу і його викривлення.

Алгоритми, засновані на статистичній теорії прийняття рішень [8; 11; 15] використовують критерій відношення правдоподібності, який забезпечує оптимальне рішення при відомому розподілі шуму в спостереженні. Основним недоліком цих алгоритмів є чутливість до апріорної інформації не тільки про сигнал, але і про завадову обстановку, що сильно обмежує їх практичне застосування. У той же час відомі результати класифікації методів маніпуляції, наприклад, [9–10], носять приватний характер.

Статистична теорія радіосистем [17] призводить до структури оптимального приймача сигналу з  $M$ -кратною фазовою маніпуляцією, прийнятого на фоні білого шуму, який містить  $M$  кореляторів прийнятого коливання з усіма можливими переданими сигналами і блок прийняття рішення на користь сигналу, який забезпечує найбільше значення кореляції. Цей приймач реалізує параметричний алгоритм оцінки кратності  $M$  фазової маніпуляції.

Існуючі параметричні алгоритми оцінки параметрів радіосигналів синтезовані на основі моделей стандартних законів розподілу, таких як розподіл Гауса, Релея, Райса і ряду інших подібних розподілів. У разі зміни виду функції розподілу завади ефективність оцінки параметрів такими алгоритмами, оптимальними, як правило, тільки для однієї моделі розподілу, різко знижується. Отже, розробка алгоритмів моніторингу сигналів, які не чутливі до статистичних характеристик шумів, є актуальним завданням. Для її вирішення доцільно використовувати непараметричні методи оцінювання.

Таким чином, метою даної статті є отримання непараметричної оцінки кратності  $M$  фазової маніпуляції прийнятого сигналу, а також його частоти в умовах апріорної невизначеності про розподіл ймовірності шуму в спостереженні сигналу з використанням BDS-статистики [21–22] в якості цільової функції.

## Виклад основного матеріалу

У радіотехнічних додатках BDS-статистика була використана при вирішенні задач виявлення сигналів, а також оцінки частоти гармонійного коливання і керуючого параметра хаотичної послідовності [20–21].

Розглянемо використання цієї статистики для оцінки кратності маніпуляції MPSK сигналу по його спостереженню на фоні білого шуму з довільним законом розподілу

Радіосигнал з  $M$ -кратної фазової маніпуляцією передає  $K$  символів повідомлення в загальному вигляді може бути представлений таким виразом [16]:

$$s(t) = A_0 \sum_{k=1}^K g(t - (k-1)T) \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_m(k)],$$

де  $0 \leq t \leq KT$ .

Тут  $A_0$ ,  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$  – амплітуда, центральна частота і початкова фаза несучого коливання;  $g(t) = 0 \forall t \notin [0, T]$  – формує імпульс тривалістю  $T$ ;  $k$  – поточний номер переданого інформаційного символу, двійковий код якого містить  $b$  біт інформації; поточний набіг фази  $\varphi_m(k)$  від множини можливих значень,  $\left\{ \frac{2\pi m}{M}, m=0, \dots, M-1 \right\}$  пов'язаний з  $k$ -м інформаційним символом від загального їх числа  $K$ .

Зазвичай в практичних ситуаціях вважають  $M=2^b$ , а набіг фази  $\varphi_m(k)$  постійним на інтервалі часу  $T$  передачі одного символу. Імпульс  $g(t)$  в загальному випадку може мати довільну форму (прямокутну, трикутну, пилкоподібну та ін.). Зазвичай форма імпульсу вибирається виходячи з вимог до форми спектра формованого сигналу або прямокутною.

Елементи множини коливань з прямокутною обвідною  $\{f_{k,m}(t, M, \omega_0)\}_{k=1}^K$  з  $M$ -кратною фазовою маніпуляцією можна представити у вигляді:

$$f_{k,m}(t, M, \omega_0) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_m(k)).$$

Цю множину можна розглядати як базис для конструювання MPSK сигналів. Кожне базисне коливання  $f_{k,m}(t, M, \omega_0)$  може передавати  $n$  біт інформації, якщо  $M=2^b$  і пов'язане з відповідним символом бінарного повідомлення, що складається з  $b$  біт. В цьому випадку MPSK сигнал  $s(t, M, \omega_0)$  представляється упорядкованим відповідно до послідовності символів бінарного повідомлення, множиною базисних коливань

$$\{f_{k,m}(t, M, \omega_0, \varphi_m(k))\}_{k=1}^K.$$

Тут  $K = \lceil N_b / \log_2 M \rceil$ ,  $N_b$  – число символів бінарного повідомлення, а квадратні дужки – символ взяття цілого числа.

Будемо вважати, що на фоні білого шуму  $\eta(t)$  з невідомою щільністю розподілу ймовірностей, в дискретні моменти часу  $\{t_i\}_{i=1}^N$ , взяті з кроком  $\Delta$ , отримано спостереження  $\vec{\xi} = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_N)$   $N = KT_\Delta$  ( $T_\Delta = \lceil T / \Delta \rceil$ ) значень MPSK сигналу  $s(t)$ . Тут  $T_\Delta$  – число відліків сигналу для передачі одного символу.

За прийнятим спостереженням  $\vec{\xi}$  необхідно дати оцінку параметра  $M$ , який постійний на інтервалі спостереження і приймає цілочисельні значення.

Оцінку параметра  $M$  будемо знаходити мінімізацією цільової функції

$$\hat{M}_{BDS} = \min_{M_1} w(\vec{r}(M_1)),$$

в якості якої обрана BDS-статистика нев'язок  $\{r_i(M_1) = \xi_i - s_i(M_1)\}_{i=1}^N$  [18], з параметром  $M$  із апріорною множиною його можливих значень  $\{M_1 = l\}_{l=1}^L$ .

В якості оцінки параметра  $M$  вибирається значення  $\hat{M}_{BDS}$ , для якого BDS-статистика має мінімальне значення. У разі рівного розподілу оцінки параметра очікуваного сигналу його істинного значення  $\hat{M}_{BDS} = M$  в нев'язці збережеться тільки шум  $r_i(\hat{M}_{BDS}) = \eta_i$ . У цьому випадку з 95% ймовірністю

виконується умова  $|w(\bar{\eta})| \leq 1,96$ , яка дозволяє стверджувати, що значення нев'язки  $\bar{r} = \{r_i\}_{i=1}^N$  незалежні і тотожно розподілені IID (Independent and Identically Distributed) випадкові величини. При неправильній оцінці параметра  $M$  з великою ймовірністю ця умова не виконується, так як в нев'язці буде присутня некомпенсована частина регулярного сигналу. Тоді  $|w(\bar{r}(M_1))| > 1,96$ .

BDS-статистика задається функцією такого вигляду [20–21]:

$$w_{d,N} = \sqrt{N-d+1} \frac{C_{d,N}(\varepsilon) - C_{1,N-d}(\varepsilon)^d}{\sigma_{d,N}(\varepsilon)}$$

(для простоти запису аргумент  $\bar{\xi}$  цієї функції опущений) і передбачає «вкладення» часового ряду в  $d$ -мірний псевдофазовий простір.

Чисельник BDS-статистики визначається функціями  $C_{d,N}(\varepsilon)$ ,  $C_{1,N}(\varepsilon)$ , що визначають частоту потрапляння довільної пари крапок фазового простору в гіперсфери радіусу  $\varepsilon$ , а знаменник середньоквадратичним відхиленням  $\sigma_{d,N}(\varepsilon)$  чисельника.

Функція  $C_{d,N}(\varepsilon)$  при  $d > 1$  має вигляд:

$$C_{d,N}(\varepsilon) = \frac{2}{(N-d+1)(N-d)} \times \sum_{n=d}^N \sum_{t=n+1}^N \prod_{j=0}^{d-1} I_\varepsilon(\xi_{n-j}^d, \xi_{t-j}^d)$$

$$I_\varepsilon(\xi_n^d, \xi_j^d) = \begin{cases} 1, & \|\xi_n^d - \xi_j^d\| \leq \varepsilon; \\ 0, & \|\xi_n^d - \xi_j^d\| > \varepsilon, \end{cases}$$

в якому  $I_\varepsilon(\xi_n^d, \xi_j^d)$  – функція Хевісайда для всіх пар значень  $n$  і  $j$ , де  $0 \leq n \leq N$  і  $0 \leq j \leq N$ ,  $N = KT_\Delta$  – число елементів часового ряду  $\{\xi_n\}_{n=1}^N$ .

Її значення прагне до певної межі в міру зменшення  $\varepsilon$ . Рекомендується вибирати  $\varepsilon$  таким, що  $\varepsilon = 0,5\sigma \div 2\sigma$ , де  $\sigma$  – середньоквадратичне відхилення процесу  $\{\xi_n\}_{n=1}^N$ .

Для  $d=1$  маємо:

$$C_{1,N}(\varepsilon) = \frac{2}{N(N-1)} \sum_{p=1}^N \sum_{t=p+1}^N I_\varepsilon(\xi_p, \xi_t).$$

Значення середньоквадратичного відхилення  $\sigma_{d,N}(\varepsilon)$  визначається наступним виразом [19]:

$$\sigma_{d,N}^2(\varepsilon) = 4 \left[ G^d + 2 \sum_{j=1}^{d-1} G^{d-j} (C_{1,N}(\varepsilon))^{2j} + (d-1)^2 (C_{1,N}(\varepsilon))^{2d} - d^2 G (C_{1,N}(\varepsilon))^{2d-2} \right],$$

де

$$G = \frac{1}{(N-1)(N-2)N} \left\{ \sum_{t=1}^N \left[ \sum_{p=1}^N I_\varepsilon(\xi_t, \xi_p) \right]^2 - 3 \sum_{p=1}^N \sum_{t=p+1}^N I_\varepsilon(\xi_t, \xi_p) + 2N \right\}.$$

Значення BDS-статистики для незалежних однаково розподілених випадкових величин знаходяться в інтервалі  $(-1,96; 1,96)$ , який відповідає рівню значущості  $\alpha = 0,05$ .

Якщо випадкові значення  $\bar{\xi} = \{\xi_n\}_{n=1}^N$ , які належать генеральній сукупності IID величин, то щільність розподілу ймовірності BDS-статистики асимптотично прагне до стандартного нормального розподілу  $\lim_{N \rightarrow \infty} w_{d,N}(\varepsilon) \sim N(0,1)$  для будь-яких  $d$  і  $\varepsilon$ .

Дослідження запропонованого методу оцінки параметра  $M$  проводилося з використанням комп'ютерного моделювання, яке включало формування заданого числа відліків сигналу з обраною кратністю фазової маніпуляції гармонійного коливання, накладення шуму із заданим відношенням  $q$  сигнал/шум і визначення кратності маніпуляції фази сигналу з використанням BDS-статистики.

При моделюванні алгоритму оцінки параметра  $M$  передбачалося, що впорядкованість його базисних коливань відома. На рис. 1–2 наведено залежності BDS-статистики  $w_{d,N}(M_1)$  від параметра  $M_1$  MPSK сигналу при довжині вибірки  $N=500$  і  $N=1500$  для  $T=50$  і  $T=150$  (10 символів). Розрахунки  $w_{d,N}(M_1)$  проводилися при різних значеннях сигнал/шум  $q=A_0/\sigma_\eta$ ,  $q=0,2; 0,4; \dots; 1$  (криві 1, 2, 3, 4 і 5 відповідно), а інтервал «покриття» приймав значення  $\varepsilon = 0,5\sigma_\eta$ . Кожна точка на графіках, які наведені нижче, отримана шляхом усереднення по 500 реалізацій сигналу.

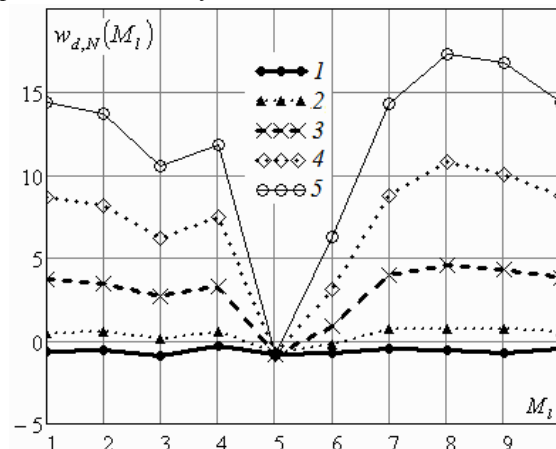


Рис. 1. Графік BDS-статистики  $w_{d,N}(M_1)$

Легко помітити (рис. 1–2), що в міру збільшення значення  $q$  у функції  $w_{d,N}(M_1)$  з'являється мі-

німальне значення в точці  $\hat{M}_{BDS}=5$ . Крутизна цільової функції  $w_{d,N}(M_1)$  в околиці точки  $\hat{M}_{BDS}=5$  також збільшується в міру збільшення  $q$ . Значення отриманої оцінки збігаються з істинним значенням, яке при моделюванні було вибрано рівним  $M=5$ .

Чисельне моделювання показує, що збільшення рівня шуму зменшує крутизну цільової функції в околиці істинного значення параметра  $M$ , розширює і зміщує її щодо істинного значення.

У міру збільшення  $q$  (відношення сигнал/шум) крутизна функції  $w_{d,N}(M_1)$  збільшується. При цьому збільшується і ймовірність  $P_{пр}(q)$  правильної оцінки кратності маніпуляції  $M$  (рис. 2). Ймовірність  $P_{пр}(q)$  досягає одиниці для  $M=2, 4, 8$  (криві 1, 2 і 3 відповідно) вже при значеннях  $q \geq 0,6$  (-4.5 дБ). Найбільша чутливість до рівня шуму спостерігається при  $M=16$  (крива 4).

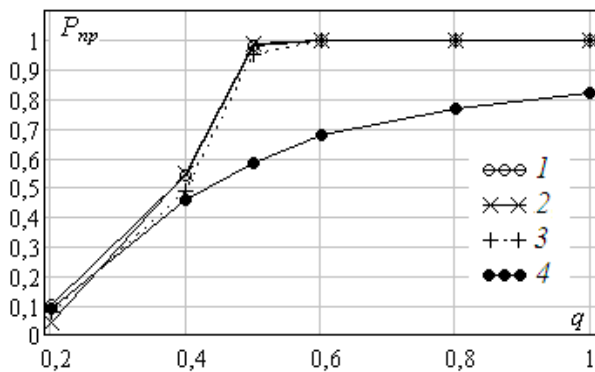


Рис. 2. Графік ймовірності  $P_{пр}(q)$

Вище розглянутий метод непараметричної оцінки кратності маніпуляції  $M$  був досліджений в припущенні, що частота  $\omega_0$  відома, а початкова фаза приймає значення  $\varphi_0=0$ . Слід зазначити, що умова  $\varphi_0=0$  не принципова. Можна розширити число оцінюваних параметрів, додавши в них невідому початкову фазу  $\varphi_0$ . Зрозуміло, що при цьому буде потрібно збільшення обчислювальних ресурсів.

Нижче розглянемо ознаки MPSK радіосигналів, що не залежать від початкової фази і дозволяють оцінювати параметр  $M$ . У багатьох роботах [1–3] такі ознаки пов'язують з сигнальним сузір'ям, яке дає уявлення на комплексній площині маніпульованих радіосигналів.

Розглянемо ознаки MPSK радіосигналів в матеріальному двовимірному фазовому просторі, який називають фазовим портретом. Його можна розглядати, як сукупність фазових траєкторій для різних початкових умов, якими є фази  $\varphi_m$  MPSK радіосигналів. Тобто еволюція радіосигналу в часі може супідрядити рух, який відображає точки у фазовому просторі, утвореному парою значень радіосигналу,

віднесених до двох сусідніх моментів часу. Траєкторію цієї точки називають фазовою траєкторією.

У загальному випадку топологія фазових траєкторій може бути нетривіальна. Геометрична візуалізація цієї топології конструктивна для розуміння і виділення необхідних ознак MPSK радіосигналів. Можна вважати, що цей клас сигналів пов'язаний з безперервною в часі динамічною системою, яку називають «гармонійним осцилятором». Її фазовим простором є площина, а фазовими траєкторіями є еліпси з центром в нулі.

Будемо вважати, що спостережуваний процес складається з різних фрагментів гармонійних коливань з прямокутною обвідною тривалістю  $T$  і з відповідним законом зміни фази сигналу  $\{\varphi_m=2\pi m/M\}$ . Цей процес буде мати особливості типу розривів першого і другого роду.

Число пар ( $z=2$ ) різних базисних коливань визначає число  $2Z_M^z = 2 \frac{M!}{z!(M-z)!}$  різних розривів

першого і другого роду цього процесу. Слід зауважити, що в загальному випадку, перестановка базисних коливань в парі не інваріантна відносно виду розривів першого або другого роду сигналу, складеного з цієї пари. Ця властивість враховується коефіцієнтом 2 перед біноміальним коефіцієнтом  $Z_M^z$ . Якщо  $M=4$ , маємо  $2Z_M^z = 12$ , а коли  $M=8$ , отримуємо  $2Z_M^z = 56$ .

На рис. 3 показана реалізація BPSK сигнального процесу з шумом  $s_n(\varphi_m(k), \omega_0)$  при  $\sigma=0.2$ , складеного з п'яти ( $K=5$ ) базисних коливань, що належать множині  $\{f_k(t, \varphi_m(k), \omega_0)\}_{m=1}^2$  і впорядкованих за  $k=1,5$  так, як показано на рис. 3.

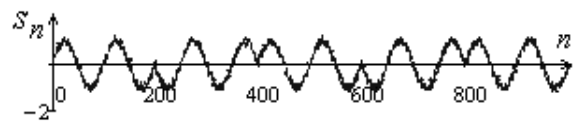


Рис. 3. Реалізація BPSK ( $M=2$ ) з шумом

У моменти часу перескоків фази процесу, утвореного п'ятьма елементами множини BPSK коливань, він залишається безперервним, хоча у його першій похідній відбувається розрив. Образ цього процесу в фазовому просторі представляється «компактною» множиною точок на площині (фазовим портретом), показаною на рис. 4. Координати кожної точки задаються парою  $(s_n, s_{n+j})$  значень дискретного сигналу, віддалених один від одного на  $j$  відліків. Портрети, показані нижче, побудовані при  $j=1$ . Лінії на фазовому портреті з'єднують впорядковані пари точок  $(s_i, s_{i+1})$ . Образи пар точок, що

належать точці розриву, також потрапляють в цю множину.

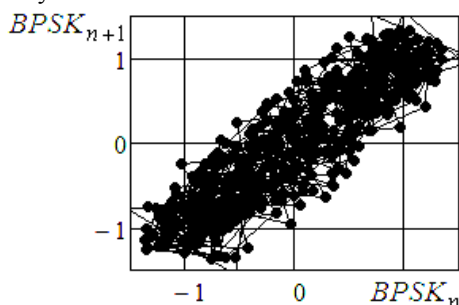


Рис. 4. Фазовий портрет BPSK (M=2)

У міру зменшення рівня шуму точки образу цього дискретного процесу в фазовому просторі будуть прагнути до еліптичної кривої.

В цьому випадку візуальний аналіз фазового портрета BPSK сигналу не дозволяє визначити точки, в яких відбуваються переходи його фази.

Розглянемо BPSK сигнал  $s_n(\varphi_m(k), \omega_0, \pi/2)$ , показаний на рис. 5, після зсуву по фазі на  $\pi/2$  кожного елемента множини  $\{f_k(t, \varphi_m(k), \omega_0, \pi/2)\}_{m=1}^2$ . У цього сигналу з'являються розриви другого роду.

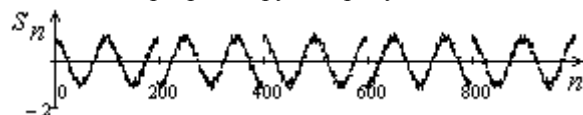


Рис. 5. Реалізація BPSK (M=2) після зсуву по фазі на  $\pi/2$

На його фазовому портреті (рис. 6) виникають ізольовані точки, зумовлені порушеннями безперервності процесу другого роду в моменти часу перескоків його фази і множина точок, яка гуртується навколо еліптичної кривої.

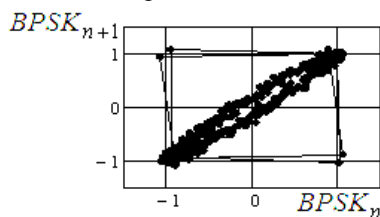


Рис. 6. Фазовий портрет BPSK (M=2) з зменшеним рівнем шуму

Перше і друге BPSK коливання в сигналі дають першу ізольовану точку. Друге і третє коливання додають другу ізольовану точку по інший бік від діагоналі фазового портрета. Третє і четверте коливання додають наступну ізольовану точку. І нарешті, четверте і п'яте базисні коливання обумовлюють четверту ізольовану точку.

У відсутності шумів ізольовані точки, розташовані по один бік діагоналі фазового портрета, накладаються одна на одну. Ізольовані точки обумовлені розривами другого роду в реалізації сигналу складеного з базових BPSK коливань. В результаті атрак-

тор такого сигналу буде складатися з точок, розташованих на еліпсі, і двох симетричних відносно діагоналі еліпса ізольованих точок.

В цьому випадку ізольована пара груп точок може бути ознакою кратності маніпуляції фази процесу.

Аналогічний аналіз можна провести для QPSK сигналів, складених з елементів множини  $\{f_k(t, \varphi_m(k), \omega_0)\}_{m=1}^M$  базисних коливань при кратності  $M = 4$ .

При моделюванні фазового портрета обрана реалізація QPSK процесу складається з дев'яти ( $K = 9$ ) базисних коливань для передачі дев'яти символів цифрового повідомлення. Фазовий портрет цього процесу демонструє чотири пари ізольованих точок, обумовлених перескоками фази QPSK процесу, які відстоять від множини точок, зосереджених близько еліптичної траєкторії.

При зменшенні рівня шуму ізольовані точки відповідних пар будуть об'єднуватися, а точки, що залишилися, будуть притягатися до еліпсу.

У деяких випадках фазовий портрет багатопозиційних фазоманіпульованих сигналів зручніше аналізувати на основі аналізу комплексної обвідної, після перенесення MPSK коливання на низьку частоту, тобто

$$f(t, \varphi_m(k), \omega_0 - \omega_1, m) = \text{Re} \left[ A_0 e^{i(\omega_0 t + \varphi_m(k))} \times e^{-i(\omega_1 t)} \right],$$

$$\{f(t, \varphi_m(k), \omega_0 - \omega_1, m)\}_{m=1}^4 = \{1; 0; -1; 0\}.$$

Фазовий портрет реалізації QPSK(l) процесу, складеного з низькочастотних компонент в дискретні моменти часу  $S(t_n) = S_n$  при  $\omega_0 \approx \omega_1$ , показаний на рис. 7.

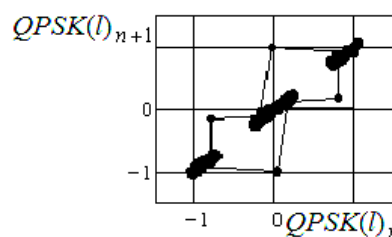


Рис. 7. Фазовий портрет QPSK(l) (M=4,  $\varphi_0 = 0, 9\pi/2$ )

Порівнюючи фазові портрети низькочастотного QPSK(l) і високочастотного QPSK(h) (рис. 9) процесів, легко помітити трансформацію точок портрета QPSK(h) процесу, зосереджених близько еліптичної траєкторії, в три кластери (рис. 7), що відповідають різним рівням низькочастотного QPSK(l) процесу.

У той же час кількість і положення ізольованих точок, які характеризують кратність маніпуляції, не змінилася. У міру зменшення рівня шуму і при зна-

ченні неузгодженості  $\Delta_{\omega} = \omega_0 - \omega_1 \rightarrow 0$  кожен кластер, розташований уздовж діагоналі портрета, буде стискатися в точку.

Якщо процес буде мати також і розриви першого роду, то кількість ізольованих точок буде меншою. Точки, в яких процес має розриви першого роду, будуть перебувати в «компактній» множині фазового простору або в межах еліптичної кривої.

Шляхом моделювання встановлено, що розриви першого роду виникають при непарних значеннях параметра  $M$ . Структура множини точок на фазовому портреті може використовуватися для візуального визначення кратності фазової маніпуляції сигналу (процесу).

Цікавим є дослідити чутливість ознак QPSK(h) і QPSK(l) процесів до початкової фази сформованого процесу.

Фазові портрети QPSK(l) процесів для двох значень початкової фази  $\varphi_0 = 0,9\pi/2$  і  $\varphi_0 = 0,29\pi/2$  показані на рис. 7 і рис. 8 відповідно.

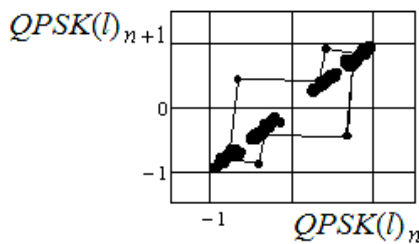


Рис. 8. Фазовий портрет QPSK(l) ( $M=4, \varphi_0 = 0,29\pi/2$ )

Легко помітити, порівнявши рис. 7 і рис. 8, що число кластерів на фазовому портреті, які побудовані для QPSK(l) процесу, залежить від значення початкової фази. При цьому число ізольованих точок, пов'язаних з розривами процесу, не змінюється.

Моделювання проводилося за умови, що число елементів повідомлення  $K = 6$ , відліків процесу в одному елементі  $T = 70$ , число періодів базисних коливань на передачу одного символу  $N_{\text{бк}} = 2$  і  $\sigma = 0.02$ .

Було проведено дослідження еволюції фазового портрета QPSK(l) до портрету QPSK(h) сигналу в міру зміни неузгодженості  $\Delta_{\omega} \in (0, \omega_0)$  частот. При  $\omega_1 \rightarrow 0$  кластери на обох фазових портретах (рис. 7 і рис. 8) розпадаються, і їх точки наближаються до еліптичної кривої, при цьому число ізольованих точок зберігається (рис. 9). Таким чином, ізольовані точки можна вибирати в якості ознак, які не чутливі до значення початкової фази процесу, але природно чутливі до рівня шуму. При збільшенні рівня шуму кластери розширюються, за тим зливаються, далі виникають багато шумових ізольованих точок, які поглинають ознакові ізольовані точки.

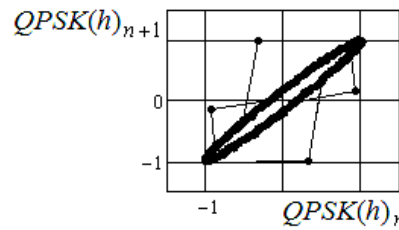


Рис. 9. Фазовий портрет QPSK(h) ( $M=4, \varphi_0 = 0,29\pi/2$ )

У практиці використання MPSK сигналів знаходить застосування маніпуляція фази з кратністю  $M = 8$ . Аналіз фазового портрета низькочастотного MPSK(l) процесу при  $M=8$ :

$$\{S_i(t, \omega - \omega_1)\}_{i=1}^8 = \{1; 0,707; 0; -0,707; -1; -0,707; 0\}$$

показує наявність п'яти кластерів уздовж діагоналі і чотирьох пар ізольованих точок, розташованих на різних відстанях від кластерів.

Однак у міру зростання рівня шуму частина ізольованих точок поглинається «компактною» множиною, що розташована вздовж діагоналі фазового портрета, розміри якої збільшуються. Фазовий портрет високочастотного 8-PSK(h) процесу показаний на рис. 10.

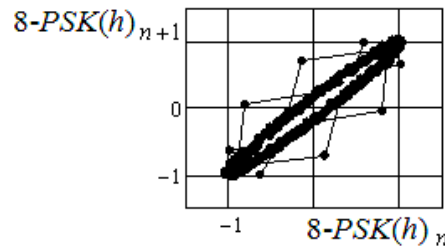


Рис. 10. Фазовий портрет 8-PSK(h) ( $M=8$ )

Таким чином, при невеликих рівнях шуму процес, складений з MPSK коливань, при значенні  $M=2^b$  на фазовій площині матиме  $M$  ізольованих точок. При таких значеннях  $M$  процес матиме тільки розриви другого роду.

Через обмеженість допустимого розміру статті і відповідно числа рисунків, коротко опишемо результати дослідження фазових портретів MPSK коливань при непарних значеннях параметра  $M$ . Цей випадок демонструє чутливість структури множини точок фазового портрета до зміни значення початкової фази процесу. Наприклад, при  $M=3$  і значних початкових фазах, заданих з околиці  $\varphi_0 = 0$ , в структурі фазового портрета спостерігається дві групи ізольованих точок, розташованих симетрично щодо діагоналі фазового портрета. У разі, коли значення початкових фаз задані з околиці  $\varphi_0 = \pi/2$  від кластера, орієнтованого вздовж діагоналі фазового портрета або з околиці еліптичної кривої, відокремлюється третя група ізольованих точок. Така еволюція

ізолюваних точок спостерігається як для низькочастотних, так і високочастотних MPSK процесу. Слід зазначити, що при  $M=5$  і  $\varphi_0=0$  маємо чотири групи ізолюваних точок. П'ята група з'являється, коли  $\varphi_0$  вибрано з околиці  $\varphi_0 = \pi/2$ . В цьому випадку околиця повинна бути менше ніж для випадку, коли  $M=3$ . Разом з цим, видалення групи точок, що відокремилися від кластерів або від точок з околиці еліптичної кривої, буде тим менше, чим більше параметр  $M$  і чим менше околиця фази  $\varphi_0 = \pi/2$ .

Запропонована цільова функція була використана для оцінки частоти MPSK сигналу при певному порядку (кратності  $M=4$ ) його фазової маніпуляції. Результати моделювання алгоритму оцінки частоти  $F$  на її дискретній множині значень з апіорі відомого інтервалу її можливих значень з використанням BDS-статистики  $w_{d,N}(F_i)$  показані на рис. 11 і рис. 12.

При моделюванні були обрані наступні значення параметрів алгоритму: довжина вибірки  $N=1600$ ,  $T=50$  (32 символи) при значеннях відношення сигнал/шум рівних  $q=0,2; 0,4; \dots; 2,4$ , де  $q=A_0/\sigma_\eta$  (криві 1, 2, ..., 12 відповідно), а інтервал «покриття» приймав значення  $\varepsilon = 0,5\sigma_\eta$ . Точки на графіках отримано способом усереднення по 100 реалізацій шуму.

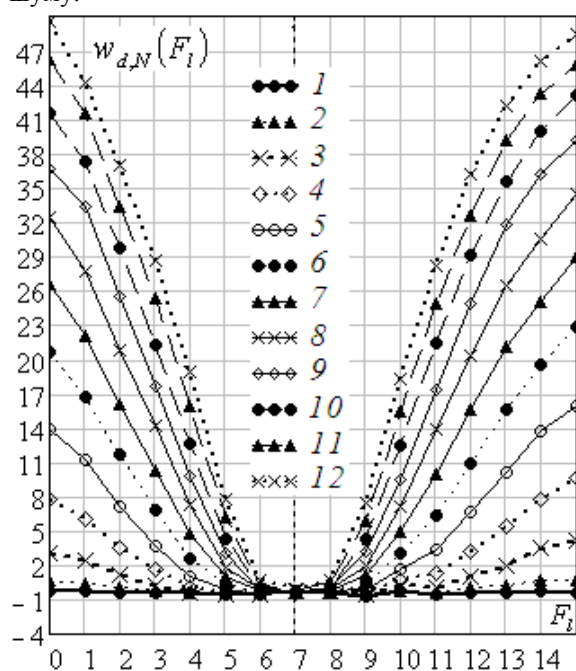


Рис. 11. Графік BDS-статистики  $w_{d,N}(F_i)$

У міру збільшення значення параметра  $q$  ймовірність  $P_{пр}(q)$  правильної оцінки частоти  $F$  збільшується (рис. 12) і досягає значення  $P_{пр}=1$  при  $q \geq 4$ .

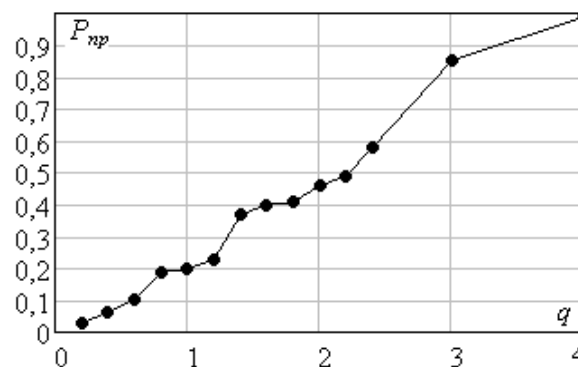


Рис. 12. Графік ймовірності  $P_{пр}(q)$  ( $M=4$ )

### Висновки

Таким чином, запропонований в роботі непараметричний метод оцінки кратності маніпуляції MPSK процесу, що спостерігається на фоні білого шуму в умовах апіорної невизначеності про розподіл його ймовірності, дає правильну оцінку кратності маніпуляції фази з ймовірністю  $P_{пр}(q)=1$  для  $M=2, 4, 8$  вже при значеннях  $q \geq 0,6$  ( $-4.5$  дБ). Найбільша чутливість до рівня шуму спостерігається при  $M=16$ . У той же час, для оцінки частоти при певному порядку маніпуляції потрібно більше відношення сигналу до шуму.

Показано, що структура множини точок фазового портрета MPSK процесу при  $M=2^b$  і помірно рівні шуму має  $M$  ізолюваних точок. Ці точки можуть розглядатися як ознаки, які нечутливі до початкової фази процесу і несуть інформацію про кратність його маніпуляції. При таких значеннях  $M$  MPSK процес матиме тільки розриви другого роду. Шляхом моделювання встановлено, що розриви першого роду з'являються при непарних значеннях параметра  $M$ .

У практичних додатках в реалізації сигналу, спотвореного шумом, містяться фрагменти, складені з однакових послідовностей базисних коливань. При помірно шумі ізолювані точки образу кожного фрагмента на фазовій площині розташовуються в околицях ізолюваних точок реалізації MPSK сигналу в відсутності шуму. Отже, дія шуму призводить до «розшарування» ізолюваних точок.

### Список літератури

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение 2-е изд., пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

3. Сергиенко А.Б. Цифровая связь / А.Б. Сергиенко. – СПб.: ГЭТИ «ЛЕТИ», 2012. – 164 с.
4. Middlestead R.W. Digital communications / R.W. Middlestead // *Digital Communications with Emphasis on Data Modems: Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications*. – John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 2017. – 792 p. <https://doi.org/10.1002/9781119011866.ch3>.
5. Time Modulated Arrays: From their Origin to Their Utilization in Wireless Communication Systems / Roberto Maneiro-Catoira, Julio Brégains, José A. García-Naya and others // *Sensors*. – 2017. – Vol. 17(3). – 590 p. <https://doi.org/10.3390/s17030590>.
6. Беляева М.Б. Распознавание модуляции: что можно узнать, если заранее ничего не известно / М.Б. Беляева // *Цифровая обработка сигналов*. – 2013. – № 2. – С. 55-63.
7. Phase Clustering Based Modulation Classification Algorithm for PSK Signal over Wireless Environment Mobile. Information Systems / Qi An, Zi-shu He, Hui-yong Li and others // *Mobile Information Systems*. – 2016. – Vol. 2016. – P. 1-12. <http://dx.doi.org/10.1155/2016/2398464>.
8. Zhechen Zhu. Zhechen Zhu Automatic Modulation Classification: Principles, Algorithms and Applications / Zhechen Zhu, Asoke K. Nandi. – John Wiley & Sons, Ltd, 2014. – Chichester, UK. – 194 p. <https://doi.org/10.1002/9781118906507>.
9. Huo X. A simple and robust modulation classification method via counting / X. Huo, D. Donoho // *ICASSP*. – 1998. – P. 3289-3292.
10. Robust Automatic Modulation Classification Technique for Fading Channels via Deep Neural Network / Jung Hwan Lee, Jaekyum Kim, Byeoungdo Kim and others // *Entropy*. – 2017. – Vol. 19(9). – 454 p. <https://doi.org/10.3390/e19090454>.
11. Sills J. Maximum-likelihood modulation classification for PSK and QAM / J. Sills // *Signal Exploitation and Geolocation Division*. – Southwest Research Institute San Antonio. – 1999. – P. 48-54.
12. Методы распознавания видов цифровой модуляции сигналов в когнитивных радиосистемах / С.С. Аджемов, Н.В. Кленов, М.В. Терешонок и др. // ВМУ. Серия 3. ФИЗИКА. АСТРОНОМИЯ. – 2015. – № 6. – С. 19-27.
13. Imad Rodrigue. Blind estimation of the phase and carrier frequency offset for LDPC coded systems / Rodrigue Imad, Sibastien Houcke, Mounir Ghogho // Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2010. – Vol. 2010, Article ID 293572. – P 1-14. <https://doi.org/10.1155/2010/293572>.
14. Wang Yan. Optimal Blind Carrier Recovery for MPSK Burst Transmissions / Yan Wang, Erchin Serpedin, Philippe Ciblat // *IEEE transactions on communications*. – 2003. – Vol. 51, No. 9. – P. 1571-1581.
15. Hameed Fahed. On the Likelihood-Based Approach to Modulation classification / Fahed, Hameed, Octavia A. Dobre, Dimitre C. Popescu // *IEEE transactions on wireless communications*. – 2009. – Vol. 8, No. 12. – P. 5884-5892.
16. Octavia A.A. Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New-Princeton / A.A. Octavia. – NJ, USA, 2006. – 63 p.
17. Фалькович С.Е. Основы статистической теории радиотехнических систем / С.Е. Фалькович, П.Ю. Костенко // Харьков: Нац. аэрокосмический ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 390 с.
18. A test for independence based on correlation dimension / W.A. Brock, W.D. Dechert, J.A. Scheinkman and others // *Econometric Reviews*. – 1996. – Vol. 15, No. 3. – P. 197-235.
19. Akintunde M.O. Detection of Non-Linearity in the Time Series Using BDS Test / M.O. Akintunde, J.O. Oyekunle, G.A. Olalude // *Science Journal of Applied Mathematics and Statistics*. – 2015. – Vol. 3, No. 4. – P. 184–187. <https://doi.org/10.11648/j.sjams.20150304.13>.
20. Detection of the chaotic process distorted by the white noise using BDS statistics / P.Yu. Kostenko, A.N. Barsukov, K.S. Vasiuta and others // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2009. – Vol. 52, No. 11. – P. 599-605. <https://doi.org/10.3103/S073527270911003X>.
21. Kostenko P.Yu. The Use of BDS Statistics for Estimating the Parameters of Chaotic Mappings and Regular Signals in the Presence of Noise / P.Yu. Kostenko, K.S. Vasiuta // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2011. – Vol. 54, No. 3. – P. 47-55. <https://doi.org/10.3103/S073527271103006X>.

## References

1. Skliar, B. (2003), “*Tsyfrovaia sviaz. Teoretycheskiye osnovy y praktycheskoe pryomenenye*” [*Digital communication. Theoretical foundations and practical application*], Publishing house “Williams”, Moscow, 1104 p.
2. Prokys, Dzh. (2000), “*Tsyfrovaia sviaz*” [*Digital communication*], Radio and communication, Moscow, 800 p.
3. Serhyenko, A.B. (2012), “*Tsyfrovaia sviaz*” [*Digital communication*] GETI “LETI”, Saint Petersburg, 164 p.
4. Middlestead, R.W. (2017), *Digital communications, Digital Communications with Emphasis on Data Modems: Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 792 p. <https://doi.org/10.1002/9781119011866.ch3>.
5. Maneiro-Catoira, Roberto, Brégains, Julio and García-Naya, José A. (2017), Time Modulated Arrays: From their Origin to Their Utilization in Wireless Communication Systems, *Sensors*, Vol. 17(3), 590 p. <https://doi.org/10.3390/s17030590>.
6. Beliaeva, M.B. (2013), “*Raspoznavanye moduliatsyy: chto mozhno uznat, esly zaranee nycheho ne yzvestno*” [Recognition of modulation: what can be learned if nothing is known in advance], *Digital signal processing*, No. 2, pp. 55-63.
7. Qi, An, Zi-shu, He and Hui-yong, Li (2016), Phase Clustering Based Modulation Classification Algorithm for PSK Signal over Wireless Environment Mobile. Information Systems, *Mobile Information Systems*, Vol. 2016, pp. 1-12. <http://dx.doi.org/10.1155/2016/2398464>.
8. Zhechen, Zhu and Asoke, K. Nandi (2014), *Automatic Modulation Classification: Principles, Algorithms and Applications*, John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, 194 p. <https://doi.org/10.1002/9781118906507>.
9. Huo, X., Donoho, D. and Huo, X. (1998), A simple and robust modulation classification method via counting, *ICASSP*, pp. 3289-3292.
10. Lee, Jung Hwan, Kim, Jaekyum and Kim, Byeoungdo (2017), Robust Automatic Modulation Classification Technique for Fading Channels via Deep Neural Network, *Entropy*, Vol. 19(9), 454 p. <https://doi.org/10.3390/e19090454>.



11. Sills, J. (1999), Maximum-likelihood modulation classification for PSK and QAM, *Signal Exploitation and Geolocation Division*, Southwest Research Institute, San Antonio, pp. 48-54.
12. Adzhemov, S.S., Klenov, N.V. and Tereshonok, M.V. (2015), "Metody raspoznavaniya vydov tsyvrovoi moduliatsyy syhnalov v kohnytyvnykh radyosystemakh" [Methods for recognizing types of digital modulation of signals in cognitive radio systems], *VMU. Series 3. PHYSICS. ASTRONOMY*, No. 6, pp. 19-27.
13. Imad, Rodrigue, Houcke, Sibastien and Ghogho, Mounir (2010), Blind estimation of the phase and carrier frequency offset for LDPC coded systems, *Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2010, Article ID 293572, pp. 1-14. <https://doi.org/10.1155/2010/293572>.
14. Wang, Yan, Serpedin, Erchin and Ciblat, Philippe (2003), Optimal Blind Carrier Recovery for MPSK Burst Transmissions, *IEEE transactions on communications*, Vol. 51, No. 9, pp. 1571-1581.
15. Hameed, Fahed, Dobre, Octavia A. and Popescu, Dimitre C. (2009), On the Likelihood-Based Approach to Modulation classification, *IEEE transactions on wireless communications*, Vol. 8, No. 12, pp. 5884-5892.
16. Octavia, A.A. (2006), *Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New-Princeton*, NJ, USA, 63 p.
17. Falkovych, S.E. and Kostenko, P.Yu. (2005), "Osnovy statystycheskoi teoryy radyotekhnicheskyykh system" [Fundamentals of the statistical theory of radio systems], Nath. Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, 390 p.
18. Brock, W.A., Dechert, W.D. and Scheinkman, J.A. (1996), A test for independence based on correlation dimension, *Econometric Reviews*, Vol. 15, No. 3, pp. 197-235.
19. Akintunde, M.O., Oyekunle, J.O. and Olalude, G.A. (2015), Detection of Non-Linearity in the Time Series Using BDS Test, *Science Journal of Applied Mathematics and Statistics*, Vol. 3, No. 4, pp. 184-187. <https://doi.org/10.11648/j.sjams.20150304.13>.
20. Kostenko, P.Yu., Barsukov, A.N. and Vasiuta, K.S. (2009), Detection of the chaotic process distorted by the white noise using BDS statistics, *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 52, No. 11, pp. 599-605. <https://doi.org/10.3103/S073527270911003X>.
21. Kostenko, P.Yu. and Vasiuta, K.S. (2011), The Use of BDS Statistics for Estimating the Parameters of Chaotic Mappings and Regular Signals in the Presence of Noise, *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 54, No. 3, pp. 47-55. <https://doi.org/10.3103/S073527271103006X>.

Надійшла до редколегії 10.09.2018

Схвалена до друку 6.11.2018

**Відомості про авторів:**

**Костенко Павло Юрійович**

доктор технічних наук професор  
професор кафедри Харківського національного  
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,  
Харків, Україна  
<https://orcid.org/0000-0002-3382-0684>

**Барсуков Олександр Миколайович**

кандидат технічних наук  
старший викладач Харківського національного  
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,  
Харків, Україна  
<https://orcid.org/0000-0002-9129-2285>

**Шаповалов Олександр Васильович**

кандидат технічних наук  
старший викладач Харківського національного  
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,  
Харків, Україна  
<https://orcid.org/0000-0002-9744-9431>

**Information about the authors:**

**Pavlo Kostenko**

Doctor of Technical Sciences Professor  
Professor of Department of Ivan Kozhedub Kharkiv  
National Air Force University,  
Kharkiv, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0002-3382-0684>

**Alexandr Barsukov**

Candidate of Technical Sciences  
Senior Instructor of Ivan Kozhedub Kharkiv National  
Air Force University,  
Kharkiv, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0002-9129-2285>

**Alexandr Shapovalov**

Candidate of Technical Sciences  
Senior Instructor of Ivan Kozhedub Kharkiv National  
Air Force University,  
Kharkiv, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0002-9744-9431>

**МЕТОД НЕПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ КРАТНОСТИ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ СИГНАЛА**

П.Ю. Костенко, А.Н. Барсуков, А.В. Шаповалов

В статье рассматривается метод оценки кратности  $M$  многоуровневой фазовой манипуляции Multiple Phase-Shift Keying (MPSK) сигнала и его частоты по наблюдению в белом шуме с неизвестным законом распределения. Изучаются свойства непараметрической оценки кратности многоуровневой фазовой манипуляции сигнала, полученной с использованием BDS-статистики, а также свойства фазовых портретов таких сигналов. Приведены зависимости BDS-статистики от кратности многоуровневой фазовой манипуляции и частоты при разных значениях сигнал/шум. По мере увеличения отношения сигнал/шум вероятность правильной оценки кратности многоуровневой фазовой манипуляции достигает единицы для  $M=2,4,8$  уже при значениях  $q \geq 0,6$  ( $-4.5$  дБ), наибольшая чувствительность к уровню шума наблюдается при  $M=16$ . В то же время, для оценки частоты при таком же порядке фазовой манипуляции необходимо увеличить отношение сигнал/шум. Показано, что в структуре множества точек фазового портрета MPSK процесса появляются изолированные точки, обусловленные нарушениями непрерывности процесса второго рода в моменты времени перескоков его фазы. Кроме того, при умеренном уровне шума фазовый портрет содержит признаки кратности фазовой манипуляции, которые нечувствительны к начальной фазе процесса. Проводится исследование фазовых портретов, многопозиционных фазоманипулированных сигналов на основе анализа комплексной огибающей, после переноса Multiple Phase-Shift Keying колебания на низкую частоту. Результаты статьи могут быть использованы для автоматизации подхода к «слепому» определению параметров сигнала при неизвестных свойствах шума наблюдения.

**Ключевые слова:** MPSK процесс, многоуровневая фазовая манипуляция, оценка кратности манипуляции, оценка частоты манипуляции, BDS-статистика, вероятность правильной оценки, фазовый портрет, изолированные точки.

**METHOD OF NONPARAMETRIC ESTIMATION OF MULTIPLICITY OF THE SIGNAL PHASE-SHIFT KEYING**

P. Kostenko, A. Barsukov, A. Shapovalov

The article discusses the method for estimating the multiplicity  $M$  of the multilevel phase manipulation of the Multiple Phase-Shift Keying (MPSK) signal and its frequency by observation in white noise with an unknown distribution law. The properties of the nonparametric estimation of the multiplicity of the multilevel phase manipulation of the signal obtained using BDS statistics are studied, as well as the properties of the phase portraits of such signals. The dependences of the BDS statistics on the multiplicity of the multilevel phase shift keying and frequency at different signal-to-noise values are given. As the signal-to-noise ratio increases, the probability of correctly estimating the multiplicity of the multilevel phase manipulation reaches one for  $M = 2,4,8$  already with values of  $q \geq 0.6$  ( $-4.5$  dB), the greatest sensitivity to the noise level is observed at  $M = 16$ . At the same time, to estimate the frequency, with the same order of phase manipulation, it is necessary to have a larger signal-to-noise ratio. It is shown that in the structure of the set of points of the MPSK phase portrait, isolated points appear due to violations of the continuity of the process of the second kind at the time of its phase jumps. In addition, at a moderate level of noise, the phase portrait contains signs of the multiplicity of phase manipulation, which are insensitive to the initial phase of the process. The study of phase portraits, multipositional phase shift keyed signals based on the analysis of the complex envelope, after transferring the Multiple Phase-Shift Keying oscillations to a low frequency, is being conducted. The results of the paper can be used to automate the approach to the "blind" determination of signal parameters with unknown properties of observation noise.

**Keywords:** MPSK process, Multiple Phase-Shift Keying, estimate of the multiplicity of manipulation, estimate of the frequency of manipulation BDS-statistics, probability of a correct assessment, phase portrait, isolated points.