

УДК 629.73:358.421:621.396.43

**ОГОРОДНІЙЧУК М. Д.**, провідний науковий співробітник, доктор технічних наук, професор

## КВАЗІОПТИМАЛЬНА ПЕРСОНІФІКАЦІЯ СИМВОЛІВ СПЕКТРАЛЬНО-ЕФЕКТИВНОГО АНСАМБЛЮ

*Розглядаються питання ефективності використання частотного ресурсу. Обґрунтовуються рекомендації щодо підвищення завадостійкості спектрально-ефективного ансамблю сигналів*

*Ключові слова: спектрально-ефективний ансамбль, амплітудно-фазова діаграма, персоніфікація символів, квадратурна фазова маніпуляція, квадратурна амплітудна маніпуляція*

**Вступ.** При роботі у ліцензійному діапазоні частот можуть виникнути труднощі з виділенням необхідної смуги пропускання. Тоді для більш економного використання частотного ресурсу краще перейти до застосування спектрально-ефективного ансамблю радіосигналів.

Спектральна ефективність

$$\gamma = V/\Pi \tag{1}$$

це відношення досяжної швидкості  $V$  передавання інформації до необхідної ширини  $\Pi$  смуги частот радіоканалу, по якому передається інформація [1, 2, 3]. При застосовуванні економної частотної маніпуляції з мінімальним зсувом частот (ЧМн з МЗЧ), достатнім для забезпечення ортогональності радіосигналів, що необхідна для зменшення внутрісистемних завад, спектральна ефективність системи  $\gamma = 0,8...0,9 \text{ біт/с/Гц}$ . Першим кроком у підвищенні  $\gamma$  було застосування *подвійної* ЧМн з МЗЧ ( $\gamma = 1,24 \text{ біт/с/Гц}$ ). Зараз для підвищення  $\gamma$  застосовують більш ефективні квадратурну фазову QPSK, фазову PSK- $m$  і квадратурну амплітудну QAM- $m$  маніпуляції, де  $m=2^k$  – кількість символів у ансамблі,  $k$  – кількість бітів інформації, які переносяться одним символом.

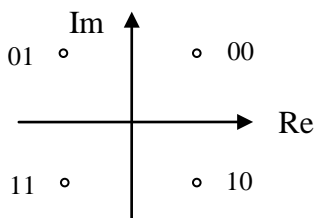


Рис. 1. АФД QAM-4 і QPSK

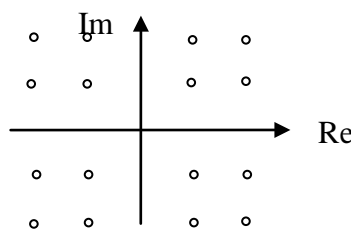


Рис. 2. АФД QAM-16

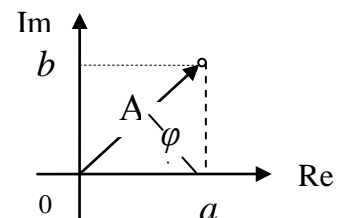


Рис.3. Характеристики символу

Ансамбль символів прийнято зображати на амплітудно-фазовій діаграмі (АФД).

Якщо цих символів у ансамблі  $2^2=4$  (рис. 1), то кожним з них можна передати 2 біти інформації. Якщо символів у ансамблі  $2^4=16$  (рис.2), то кожному з них можна поставити у відповідність і передати ним одну з 16 4-бітних кодових комбінацій і т.д.

**Структурна схема передавача.** На АФД (рис. 3) позиція символу визначається амплітудою  $A$  і початковою фазою  $\varphi$  радіосигналу або проекціями  $a, b$  вектора  $A$  на осі координат. Відповідно радіосигнал, що переносить цей символ, може бути описаний формулою:

$$s(t) = a\sin\omega t + b\cos\omega t = A\cos\varphi\sin\omega t + A\sin\varphi\cos\omega t = A\sin(\omega t + \varphi), \quad (2)$$

з якої виходить, що спрощена структурна схема передавача, яка забезпечує формування і передавання символів спектрально-ефективного ансамблю, має бути такою, як показано на рис. 4.

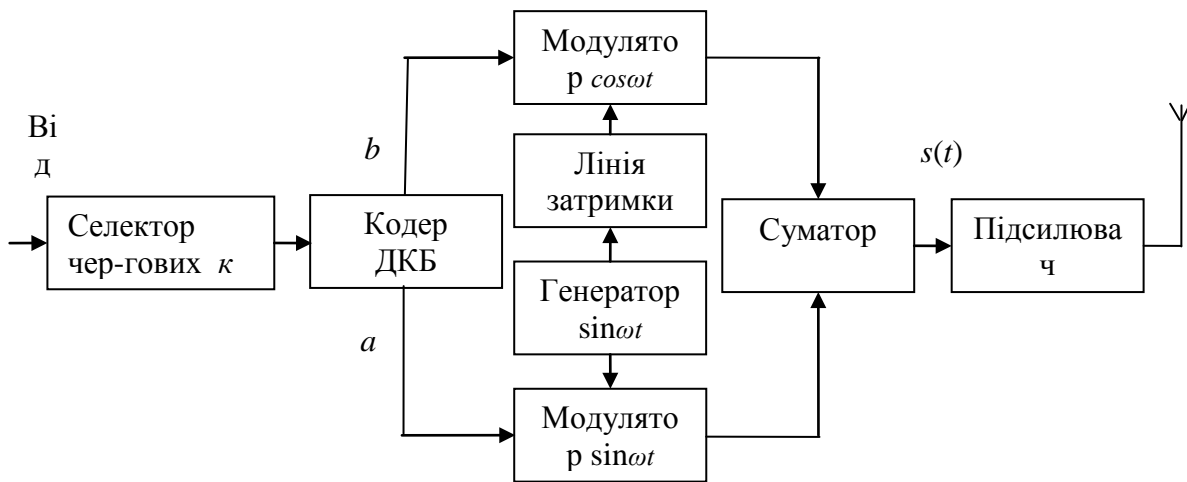


Рис.4. Спрощена структурна схема передавача

Від джерела сигналів (ДС) на вхід передавача надходить послідовний потік бітів. Селектор відокремлює з потоку чергові  $k$  бітів. Кодер ставить у відповідність поточній двійковій комбінації бітів (ДКБ) 2 одночасно існуючих відеоімпульси з амплітудами напруг  $a$  і  $b$ . В модуляторах першим з них модулюється синусна, а другим – косинусна складові радіосигналу. У суматорі з них формується амплітудно-фазо-маніпульований радіосигнал  $s(t)$  (2), що є носієм тієї самої поточної кодової комбінації з  $k$  бітів. А в цей час селектор відокремлює з потоку нову чергову групу  $k$  бітів і т.д.

Виникає питання, чому при збільшенні  $k$  зростає  $\gamma$ ? Справа в тому, що при заміні  $k$  бітів відеоімпульсами їх тривалість можна збільшити в  $k$  раз у порівнянні з тривалістю біту. При цьому ширина спектра радіосигналів (2) і необхідна смуга пропускання зменшуються приблизно в  $k$  раз при незмінній бітій швидкості передавання інформації. Отже, згідно з визначенням (1), збільшується майже в  $k$  раз спектральна ефективність системи  $\gamma$ .

**Демодуляція і декодування спектрально-ефективних сигналів у кореляційному приймачі (Прм).** Якісна різниця у прийманні аналогових (АС) і цифрових (ЦС) сигналів полягає в тому, що ЦС створюють з обмеженої множини  $m$

кодових символів, алфавіт яких відомий і відправнику і отримувачу повідомлень, у той час як АС змінюється у часі непередбачувано. Отже, для оптимального приймання треба мати у приймачі копії  $m$  радіочастотних сигналів (РЧС)  $s_i(t)$ , де  $i=1, 2, \dots, m$ .

У наслідок дії завад форма прийнятого сигналу  $s_j^o(t)$  може відрізнитись від переданого  $s_j(t)$ , але апіорне знання форми РЧС і невелика їх кількість дають можливість порівнювати прийнятий сигнал одночасно з усіма  $m$  їх копіями і тим самим забезпечити оптимальне приймання цифрового РЧС  $s_j^o(t)$ , де  $j=1, 2, \dots, m$ . При такому прийманні визначається максимально-правдоподібна оцінка РЧС  $s_j(t)$ , тобто оцінка з мінімальною ймовірністю помилки.

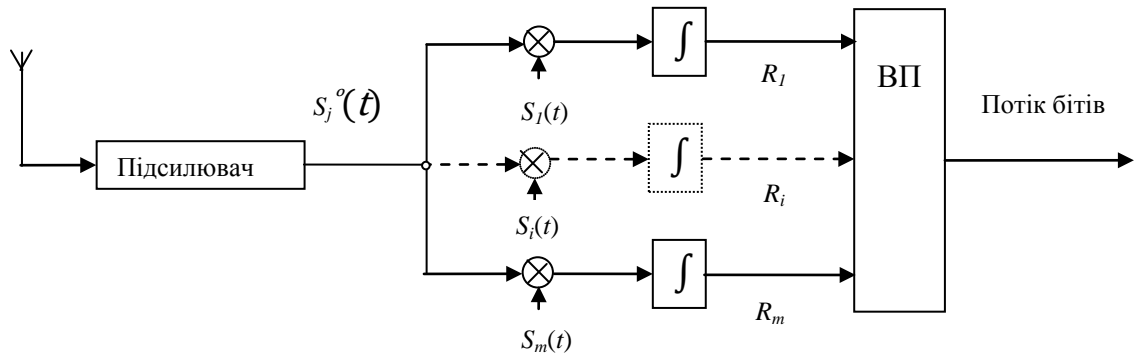


Рис. 5. Спрощена структурна схема кореляційного приймача

У кореляційному Прм (рис. 5) оброблення прийнятого сигналу  $s_j^o(t)$  зводиться до перемноження його з кожною із копій  $s_i(t)$ , де  $i=1, 2, \dots, m$ , з подальшим інтегруванням добутків протягом часу існування символу  $T_c$ :

$$R_i = \int s_j^o(t) s_i(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (3)$$

Результати інтегрування, що при  $j=i$  являють собою автокореляційну функцію (АКФ), а при  $j \neq i$  – взаємну кореляційну функцію (ВКФ), порівнюються у вирішувальному пристрої (ВП), визначається номер каналу, на виході якого результат інтегрування виявився найбільшим (тому що там сформувалась АКФ, яка більша за ВКФ), і залежно від цього номера, на вихід видається відповідна кодова комбінація із  $k$  бітів, як правило, така сама як була закодована передавачем у переданому ним спектрально-ефективному радіосигналі. Ймовірність помилки  $p_n$  такого рішення залежить від виду і енергетичних характеристик сигналу та завад. При завадах типу білий шум і рівномірному використанні  $m$  символів  $p_n$  визначається енергетичною ефективністю системи  $h^2 = E_c/N_0$ , де  $E_c$  – енергія елементарного РЧС на вході демодулятора,  $N_0$  – спектральна щільність потужності шуму.

Для якісної роботи кореляційного Прм має бути забезпечена надійна синхронізація помножувачів і інтеграторів з прийнятим сигналом. Крім того, для усунення внутрісистемних завад було б краще, якби РЧС були взаємно ортогональними, тобто ВКФ була ближча до нуля. Але при  $m > 2$  і амплітудно-фазовій маніпуляції це забезпечити неможливо. Тому треба приділити достатньо уваги розташуванню, рознесенню і персоніфікації символів на АФД.

**Рекомендації щодо конфігурації і персоніфікації символів на АФД [1].** При QAM- $m$  символи не є ортогональними, за винятком QAM-4 і QPSK, коли символи

можна розглядати як дві пари ортогональних. Тому, в загальному випадку, важливе значення має довжина захисного інтервалу між символами, оскільки від неї теж залежить ймовірність бітових помилок. В якості критичної довжини у [2] розглядається мінімальна *евклідова* відстань між символами

$$d_{min}=d_0 E_c^{1/2}, \tag{4}$$

де  $d_0$  – мінімальна відстань між позиціями символів на АФД;  $E_c=kE_b$  – середня енергія символу,  $E_b$ –енергія біту. Мінімальна відстань  $d_0$  між позиціями символів на АФД має особливе значення, оскільки саме тут, у першу чергу, під впливом сильних завад може відбутись перетворення символу у сусідній символ (тобто спотворення) і збільшення ймовірності символних та бітових помилок. Тому по величині  $d_0$  можна *побічно* судити про завадозахищеність системи і порівнювати різні ансамблі символів.

Метою раціонального формування ансамблю кодових символів має стати досягнення якомога більшої мінімальної відстані  $d_0$  між символами при заданій їх кількості  $m$  у ансамблі.

На рис.1 показано, що квадратурний QAM-4 і кільцевий QPSK ансамблі повністю співпадають. Отже, у них мінімальна відстань  $d_0$  однакова як і завадозахищеність систем, що їх реалізують.

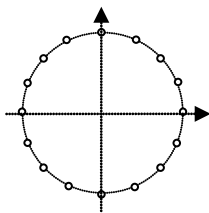


Рис. 6. АФД PSK-16

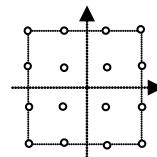


Рис.7. АФД QAM-16

На рис. 6 і 7 побудовані ансамблі по 16 символів: відповідно кільцевий PSK-16 і квадратурний QAM-16, для *однакового динамічного* діапазону радіосигналу. У PSK-16 інформаційним параметром є початкова фаза радіосигналу, у QAM-16 – амплітуда і початкова фаза. Вимірювання показують, що QAM-16 більш захищена, ніж PSK-16, тому що в QAM-16 майже у 1,2 раза більша мінімальна відстань  $d_0$  між позиціями символів на АФД. І зі збільшенням  $m$  це відношення збільшується.

На жаль, вигреш у спектральній ефективності супроводжується погіршенням енергетичної ефективності, яке доводиться компенсувати. У зв'язку з цим *виникла задача* розроблення такого способу персоніфікації символів АФД і сигнального кодування при модуляції, щоб указане погіршення було якомога меншим.

Раціональність персоніфікації і сигнального кодування полягає в тому, що символам, близьким за відстанню між ними, назначають близькі за числовим значенням кодуємі двійкові комбінації бітів.

В [1] рекомендують виконувати персоніфікацію таким способом (рис. 8 і 9):

поетапно розкласти весь ансамбль символів АФД на вкладені множини і підмножини, що містять на кожному наступному етапі вдвоє менше символів;

позначити шлях розкладання на множини і підмножини цифрами 0 і 1;

прочитати, починаючи від конкретного символу, знизу вверх, а записати зліва направо *двійкову комбінацію бітів* (ДКБ), яку має переносити цей символ і якій при сигнальному кодуванні доцільно поставити у відповідність напруги  $a$ ,  $b$  даного символу на АФД (див. рис. 3 і 4, ф-лу 2).

Проілюструємо це на прикладі ансамблю PSK-8 (рис.8). Зведемо результати цього дослідження в таблицю 1. Нульовим номером в таблиці позначений символ, що розташований на осі абсцис праворуч від центра кола. Номера символів зростають у напрямку проти часової стрілки.

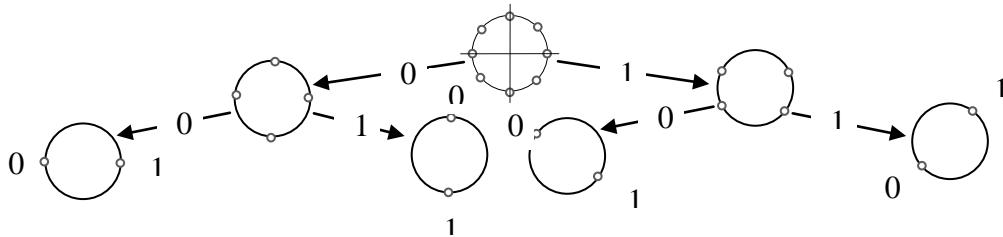


Рис. 8. Розкладання ансамблю PSK-8 на множини і підмножини символів

Таблиця 1  
Результати досліджень персоніфікації символів ансамблю PSK-8

№ символу на АФД	0	1	2	3	4	5	6	7
Його початкова фаза в градусах	0	45	90	135	180	225	270	315
Двійкова комбінація бітів	100	111	010	001	000	011	110	101
Її десятиковий еквівалент (ДЕ)	4	7	2	1	0	3	6	5
Модуль різниці ДЕ у сусідніх символах	1	3	5	1	1	3	3	1

За результатами, наведеними в останньому рядку, можна визначити, що при високому рівні завад, здатних призвести до перескакування на сусідні символи, можливі значення модулів помилок перебувають у діапазоні 1...5 з середнім значенням  $\Delta_c=2,25$  і середнім квадратичним відхиленням  $\sigma_{\Delta}=1,49$ .

Проаналізуємо за такою самою методикою ансамбль символів QAM-16 (рис. 9). Зведемо результати цього дослідження в таблицю 2.

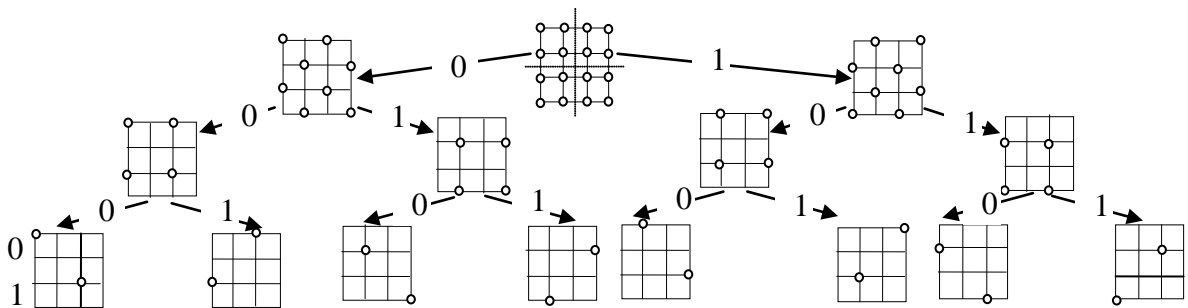


Рис. 9. Розкладання ансамблю QAM-16 на множини і підмножини

Таблиця 2

Результати досліджень персоніфікації символів ансамблю QAM-16

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
<i>a</i>	1,5	0,5	1,5	0,5	-0,5	-0,5	-1,5	-1,5	-1,5	-0,5	-1,5	-0,5	0,5	0,5	1,5	1,5
<i>b</i>	0,5	0,5	1,5	1,5	1,5	0,5	1,5	0,5	-0,5	-0,5	-1,5	-1,5	-1,5	-0,5	-1,5	-0,5
ДКБ	0110	0111	0101	0100	0001	0010	0000	0011	1100	1101	1111	1110	1011	1000	1010	1001
ДЕ	6	7	5	4	1	2	0	3	12	13	15	14	11	8	10	9

У першому її рядку приведені номери символів, починаючи з нульового, що розташований праворуч від центра системи координат, трохи вище осі абсцис. Номери символів зростають у напрямку проти часової стрілки. У другому і третьому рядках вказані абсциса *a* і ордината *b* відповідного символу в одиницях вимірювання, що дорівнюють довжині сторони малого квадрату решітки. У четвертому рядку приведені двійкові комбінації бітів, якими персоніфікуються символи з координатами *a*, *b* і які кодуються відеоімпульсами з амплітудами напруг, пропорційними значенням координат *a*, *b* цього символу. У п'ятому рядку показаний десятковий еквівалент (ДЕ) відповідної двійкової комбінації бітів.

Особливість квадратурного ансамблю полягає в тому, що у деяких символів більше двох сусідів, які перебувають на мінімальній відстані  $d_0$ . Усього таких відстаней 24. З урахуванням цього можна визначити, що при високому рівні завад, здатних призвести до перескакування на сусідні символи, які перебувають на відстані  $d_0$ , можливі значення модулів помилок перебувають у діапазоні 1...11 з середнім значенням  $\Delta_c=2,67$  і середнім квадратичним відхиленням  $\sigma_\Delta=2,62$ .

**Додаткові дослідження способів персоніфікації і кодування.** Виникає питання, чи можлива краща персоніфікація символів ансамблю, ніж рекомендована в [1] (рис 8, 9, табл. 1, 2)? Для відповіді на це питання проведені додаткові дослідження. Розглянуто ряд варіантів. Найбільш цікаві результати наведені в табл. 3, 4, 5 і на рис. 10, де поряд з символами вказані ДЕ ДКБ, які ці символи персоніфікують і які цими символами кодуються.

Таблиця 3

Результати досліджень персоніфікації символів ансамблю PSK-8

№	Варіанти кодування ДКБ:	Діапазон $\Delta$	$\Delta_c$	$\sigma_\Delta$
1	згідно з рекомендаціями [1]	1...5	2,25	1,49
2	символами, номери яких співпадають зі значеннями ДКБ	1...7	1,75	2,70
3	згідно з кодовою табл. 5 і рис. 10 для PSK-8	1...2	1,75	0,46

Таблиця 4

Результати досліджень персоніфікації символів ансамблю QAM-16

№	Варіанти кодування ДКБ:	Діапазон $\Delta$	$\Delta_c$	$\sigma_\Delta$
1	згідно з рекомендаціями [1]	1...11	2,67	2,62
2	символами, номери яких співпадають зі значеннями ДКБ	1...15	1,88	3,5
3	згідно з кодовою табл. 5 і рис. 10 для QAM-16-1	1...4	2,83	1,23
4	згідно з кодовою табл. 5 і рис. 10 для QAM-16-2	1...2	1,5	0,52

Порівняння результатів, отриманих у варіантах 1, ..., 4 досліджень, показує, що: досягнення результатів, кращих, ніж за рекомендаціями [1], можливе;

персоніфікація і кодування ДКБ за даними табл. 5 приводить до зменшення діапазону значень модулів помилок у 2,5...5,5 рази, їх середнього значення  $\Delta_c$  у 1,3...1,8 рази, середнього квадратичного відхилення  $\sigma_\Delta$  у 3,2...5 разів.

З рис. 10 видно: особливість персоніфікації символів кільцевого ансамблю PSK полягає в тому, що по одну сторону від символу, яким кодується нульова ДКБ, послідовно ідуть символи, якими кодуються парні ДКБ, а по другу сторону – послідовно ідуть символи, якими кодуються непарні ДКБ. Завдяки цьому діапазон модулів можливих помилок під дією сильних завад звужений усього до двох значень: 1 і 2. При будь-якому об'ємі  $m$  ансамблю одиниць завжди усього дві, а двійок  $m-2$ . Це дало можливість вивести формули для середнього значення помилки і середнього квадратичного відхилення від нього:

$$\Delta_c = 2 - 2/m, \quad \sigma_\Delta = [2(m - 2)/m(m-1)]^{1/2}. \quad (5)$$

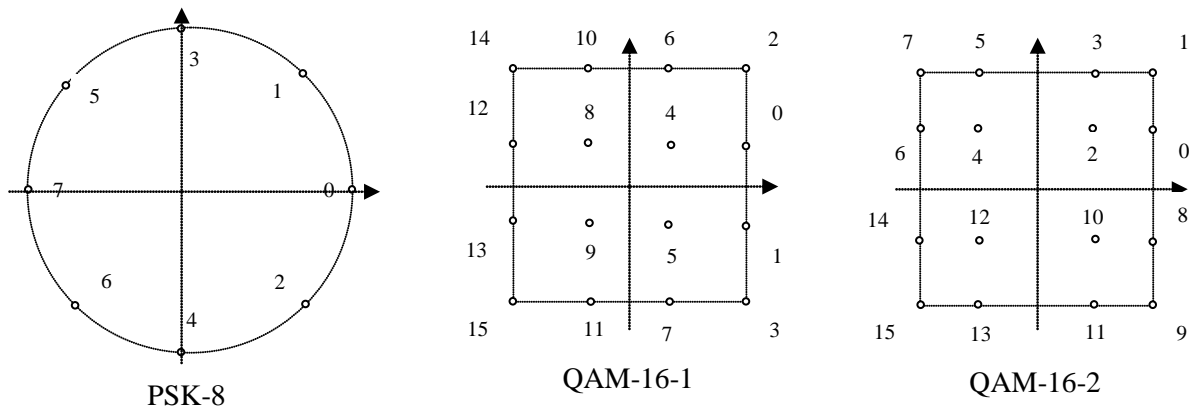


Рис. 10. Персоніфікація символів для кодування ними ДКБ (ДЕ)

Особливості квадратурного ансамблю QAM-16 полягають у тому, що: він представлений двома різновидами (рис.10): QAM-16-1 з символами, рівномірно розподіленими по площині АФД [1]; QAM-16-2 з символами, сконцентровано розташованими по кутам площини АФД [2];

QAM-16-1 – це різновид, в якому при об'ємі ансамблю  $m=16$  доводиться враховувати наявність 24 однакових мінімальних відстаней  $d_{01}$ ; символами верхніх квадрантів кодуються парні, а символами нижніх квадрантів – непарні ДКБ або навпаки; при цьому ДКБ з близькими значеннями згруповані поквADRANTНО. Модуль можливих помилок приймає усього три значення (1, 2, 4), а середнє і середнє квадратичне значення:

$$\Delta_c = 0,177m, \quad \sigma_\Delta = 0,0775m; \quad (6)$$

QAM-16-2 – це різновид, в якому при об'ємі ансамблю  $m=16$  доводиться враховувати наявність 16 однакових мінімальних відстаней  $d_{02}=0,75 d_{01}$ . У квадрантах

АФД розташовані, по суті, ансамблі QAM -4 з близькими значеннями ДЕ ДКБ. Тому модуль можливих помилок приймає усього два значення (1 і 2), а середнє і середнє квадратичне значення:

$$\Delta_c = 0,09375m, \quad \sigma_{\Delta}=0,0323m; \quad (7)$$

аналогічно QAM-16-2 можна створювати й інші ансамблі QAM-*m*, наприклад, QAM-64, розташувавши у кутах його АФД по ансамблю QAM-16.

Щоб скористатися результатами цих досліджень, необхідно:

для застосування PSK-8 – визначитись зі значенням амплітуди *A* символу і разрахувати для кожного символу її складові  $a = A \cos \varphi$ ,  $b = A \sin \varphi$ ;

для застосування QAM-16 – перевести з допомогою масштабного множника табличні значення *a*, *b* у Вольти;

скласти робочу кодову таблицю залежностей  $a=f_1(\text{ДКБ})$ ,  $b=f_2(\text{ДКБ})$  і занести її в буферну пам'ять кодера передавача (рис. 4);

скласти робочу кодову таблицю залежності ДКБ=  $f_3(\text{№ кореляц. каналу})$  і занести її в буферну пам'ять ВП кореляційного приймача.

Таблиця 5

Таблиця сигнального кодування символами ансамблю PSK-8 або QAM-16 двійкових комбінацій бітів (ДКБ), представлених своїми десятковими еквівалентами (ДЕ)

ДЕ ДКБ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
№ сим. PSK-8	0	1	7	2	6	3	5	4								
$\varphi$ , в град	0	45	315	90	270	135	225	180								
№ с. QAM-16-1	0	15	2	14	1	13	3	12	5	9	4	11	7	8	6	10
Абс. <i>a</i> , в $d_{01}$	1,5	1,5	1,5	1,5	0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-1,5	-1,5	-1,5	-1,5
Орд. <i>b</i> , в $d_{01}$	0,5	-0,5	1,5	-1,5	0,5	-0,5	1,5	-1,5	0,5	-0,5	1,5	-1,5	0,5	-0,5	1,5	-1,5
№ с. QAM-16-2	0	2	1	3	5	4	7	6	15	14	13	12	9	11	8	10
Абс. <i>a</i> , в $d_{02}$	2	2	1	1	-1	-1	-2	-2	2	2	1	1	-1	-1	-2	-2
Орд. <i>b</i> , в $d_{02}$	1	2	1	2	1	2	1	2	-1	-2	-1	-2	-1	-2	-1	-2

### Висновки.

Проведене дослідження дало можливість установити наступне:

досягнення квазіоптимальних результатів персоніфікації символів спектрально-ефективного ансамблю, кращих, ніж за рекомендаціями [1], можливе;

яким символом доцільно кодувати ту чи іншу двійкову кодову комбінацію;

якими мають бути координати *a*, *b* (модуляційні напруги) для формування відповідного символу і як їх реалізувати у передавачі (рис. 10, табл. 5);

діапазон можливих значень модулів помилок під впливом сильних навмисних завад, середнє і середнє квадратичне значення цих помилок.

Однак, в звичайних умовах під впливом білого шуму такі помилки малоїмовірні, оскільки енергетичну ефективність  $h^2$  системи зазвичай вибирають з умови, щоб ймовірність бітових помилок не перевищувала  $10^{-5} \dots 10^{-6}$ . Якщо ж погіршення ймовірності бітових помилок все таки відбувається, то воно має бути виявлене з допомогою періодично передаваних контрольних маркерних комбінацій і, в порядку адаптації до заводових обставин, має бути здійснений автоматичний перехід



до QAM чи PSK з меншою кількістю символів  $m$  у ансамблі, тобто з більшою мінімальною відстанню  $d_o$  між символами.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
2. Гепко И. А., Олейник В. Ф., Чайка Ю. Д., Бондаренко А. В. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития.–К.: «ЕКМО», 2009. – 672 с.
3. Огороднійчук М. Д., Чайка Ю. Д., Оксінок О. Г. Комплекси і засоби військових телекомунікаційних мереж.– К.: МО України – НУОУ, 2010.– 384 с.

*Надійшла до редакції 12.09.2014*