

## АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ ВПЛИВУ АМПЛІТУДНО-ФАЗОВИХ СПОТВОРЕНЬ НА ОБРОБЛЕННЯ МАНІПУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ

Розглянуто питання побудови та аналізу пристрою обробки сигналів із системами синхронізації. Сформовано схему приймача маніпульованих сигналів шляхом узагальнення схем синхронізації з системою фазового автоматичного підстроювання частоти. Формалізовано процеси в схемі приймача з метою визначення неоднозначності фази в системі фазової синхронізації у випадку оброблення сигналу з частотною маніпуляцією. Розглянуто питання неоднозначності фази  $\pm 180^\circ$  та  $\pm 90^\circ$  при демодуляції маніпульованих сигналів. Запропоновано рішення для усунення ефекту зворотної роботи використанням відносного декодування. Встановлено вплив системи синхронізації у приймачі QPSK – модульованих сигналів на зміну динаміки спотворень сигналу на приймальному боці каналу зв'язку з допомогою визначення помилки за констеляційною діаграмою. Експериментально визначено характер зміни констеляційних діаграм при виникненні помилок приймання за наявності амплітудно-фазових спотворень в каналі передавання інформації. Описано методику оцінки динаміки спотворення сигналу в каналі передавання інформації використанням величини вектору помилки EVM (Error Vector Magnitude). Проведено дослідження впливу нестабільності квадратурних компонент сигналу в каналі передавання інформації на рівень величини вектору помилки EVM для каналу з QPSK. Отримано залежності динаміки зміни вектору помилки EVM у випадку фазової нестабільності квадратурних компонентів сигналу за відсутності системи синхронізації та за її наявності.

Ключові слова: фазова синхронізація, амплітудно-фазові спотворення, оброблення сигналів

A.I. EROMENKO  
Khmelnytsky National University

## ANALYSIS FEATURES IMPACT ON AMPLITUDE PHASE DISTORTION SIGNAL PROCESSING MANIPULATED

*Abstract - A question of constructing and analyzing device signal processing systems with synchronization. Form a receiver circuit signals manipulated by synthesis schemes sync with the phase automatic frequency tuning. Formalized processes in the receiver circuit to determine the phase ambiguity in the phase synchronization in the case of processing the signal with frequency manipulation. The problem of phase ambiguity  $\pm 180^\circ$  and  $\pm 90^\circ$  manipulated in demodulation signals. A decision to eliminate the effect of a relatively backward decoding. Establish the impact of synchronization in the receiver QPSK - modulated signals to change the dynamics of signal distortion at the receiving side of the channel due to errors by defining constellations diagram. Experimentally determined character changes constellations diagrams in case of errors reception in the presence of amplitude phase distortion in the channel information transfer. A method for assessing the dynamics of signal distortion in the channel information transmission using error vector magnitude EVM (Error Vector Magnitude). The influence of instability quadrature component of the signal in the channel of transmission of information on the level of error vector magnitude EVM channel with QPSK. The dependencies of changes of EVM error vector in the case of phase instability quadrature component of the signal in the absence of synchronization and, if available.*

Keywords: phase synchronization, amplitude and phase distortion, signal processing

### Вступ

Від якості роботи приймача та схеми демодулятора, залежать завадостійкість прийому інформації, займана смуга частот, рівень завад в сусідніх каналах та час входження в синхронізм тощо. В супутникових системах зв'язку з їх напруженою енергетикою, застосовують в основному методи когерентного детектування [1,2,3]. Так як в спектрі використаних в супутникових цифрових системах зв'язку сигналів не міститься залишок несучої, то опорне колювання необхідне для когерентного прийому сигналів виділяється з інформаційного сигналу в системі виділення несучої. Важливим моментом обробки прийнятих сигналів, є момент визначення границь посилок сигналів в демодуляторі які визначаються використанням пристроїв тактової синхронізації [3,4,5,6]. Відновлення синхронізації необхідне для правильного декодування сигналу. Необхідно забезпечити відновлення наступних видів синхронізації: циклової (кадрової), тактової (символьної) і фазової. Замкнене коло тактової синхронізації необхідне для визначення меж цифрових символів так, щоб зробити відлік прийнятого сигналу в найменш спотвореній його частині, для підвищення завадостійкості розпізнавання переданого символу. У випадку супутникового каналу немає можливості безпосередньо синхронізувати передавач і приймач, як було зазначено вище, тому копію несучої в приймачі необхідно відновлювати з прийнятого сигналу. В зв'язку з цим, демодуляцію можна розбити на дві частини: формування опорного колювання і безпосередньо демодуляція. Отже, одним із основних процесів, який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів є процес синхронізації сигналів в демодуляторах приймачів [5]. Дослідження принципів побудови пристроїв обробки сигналів приймачів супутникових систем передачі інформації за наявності амплітудно-фазових спотворень та їх оцінці, складає зміст розглянутих в статті питань.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій та розробка питання побудови та аналізу пристрою обробки сигналів із системами синхронізації

Аналіз систем фазової синхронізації проведений в [3] дозволяє сформувати схему приймача фазо-маніпульованих сигналів шляхом узагальнення схем синхронізації з системою фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАП). Представимо схему рис.1:



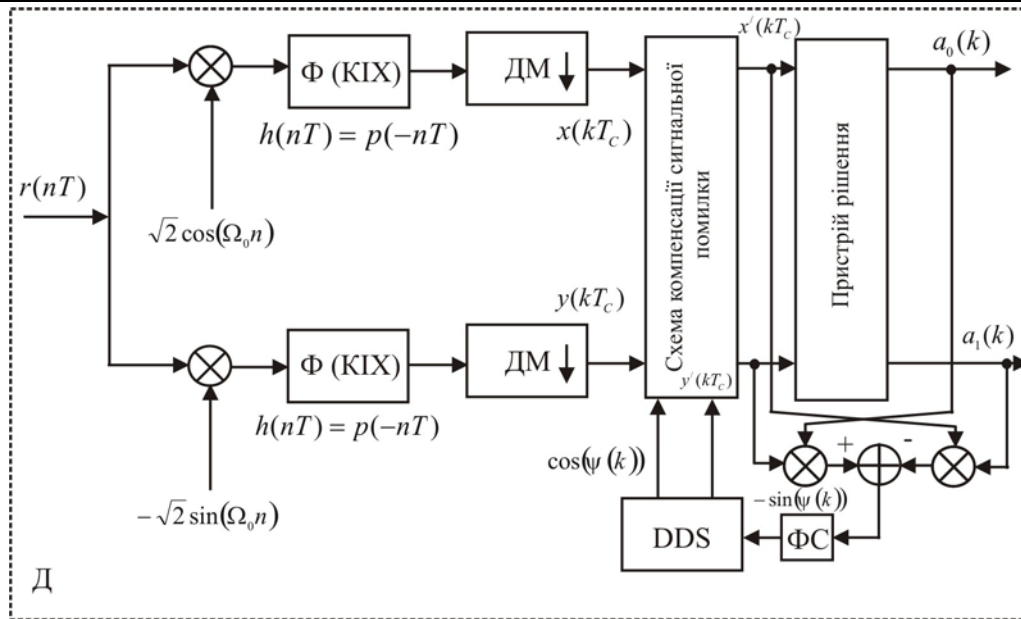


Рис. 2. Схема демодулятора:  $\Phi$  – фільтр; ФС – формуюча система; DDS – синтезатор прямого цифрового синтезу; ДМ – дециматор

Задача ускладнюється тим, що сигнал на вході дециматора не повинен містити спектральних складових в смузі образів вихідного корисного сигналу. Тому перш, ніж відкидати зайві відліки вхідного сигналу його слід обмежити по смузі. Існують фактори, які приводять до того, що задача реалізації фільтр-дециматора є важким завданням. По-перше, це те, що вхідний потік даних поступає на вхід цього фільтра з дуже високою швидкістю. По-друге, фільтр повинен виконувати обчислення в реальному часі з дуже високою швидкістю. По-третє, частоти в смузі за межами робочої смуги сигналу мають бути заглушені до заданого рівня, який визначається динамічним діапазоном корисного сигналу. При цьому в смузі робочого сигналу фільтр-дециматор не повинен вносити амплітудних або частотних спотворень. Останнім, проте немаловажним фактором є те, що структура фільтра має бути простою і він повинен легко реалізовуватися в інтегрального виконання.

Розглянемо процеси в схемі з метою визначення неоднозначності фази в системі фазової синхронізації СФС у випадку оброблення сигналу з частотною маніпуляцією.

Нехай точки стійкої рівноваги відповідають  $0$  і  $\pi$  радіан в парні моменти часу і  $\frac{\pi}{2}$  і  $\frac{3\pi}{2}$  - в непарні моменти часу. Представляємо вхідний сигнал на інтервалі часу  $0 < t < T$  :

$$U(t) = U_m \cos(2\pi f_0 t + S_0 \frac{\pi t}{2T} + \varphi_C + \varphi_0); \tag{3}$$

де  $U_m, f_0, \varphi_0$  - амплітуда, центральна частота і початкова фаза сигналу,  $\varphi_C$  - фаза яка залежить від попередніх символів,  $S_0 \in \pm 1$ . Будемо рахувати  $U_m = 1$  одиниць,  $\varphi_0 = 0$ . Використовуємо помножувач та отримаємо наступний результат.

В залежності від попередніх символів  $2\varphi_C$  може приймати значення  $0$  або  $2\pi$ . Тоді з (3) маємо:

$$U(t) = K \cos(4\pi f_0 t + S_0 \frac{\pi t}{2T} + 2\varphi_C). \tag{4}$$

У формулі (4)  $K$  – коефіцієнт передачі подвоювача через який подамо сигнал на схему фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАП). З (4) маємо за умови  $K = 1$ .

$$U(t) = \cos(4\pi f_0 t + S_0 \frac{\pi t}{2T}). \tag{5}$$

За допомогою системи ФАП виділяємо квазігармонійні складові на частотах  $2f_0 + \frac{1}{T}$  і  $2f_0 - \frac{1}{T}$  тобто:

$$y_0(t) = \cos(4\pi f_0 t - \frac{\pi t}{T}), \tag{6}$$

$$y_1(t) = \cos(4\pi f_0 t + \frac{\pi t}{T}). \tag{7}$$

Після подільника частоти утворюються сигнали:

$$x_0(t) = \cos(2\pi f_0 t - \frac{\pi t}{T} + \theta_0). \quad (8)$$

$$x_1(t) = \cos(2\pi f_0 t + \frac{\pi t}{T} + \theta_1), \quad (9)$$

де  $\theta_0$  та  $\theta_1$  - початкові фази, які можуть приймати значення 0 або  $\pi$ .

Опорні сигнали для демодуляції квадратурних складових вхідного сигналу формуємо так:

$$A_0(t) = x_0(t) + x_1(t), \quad (10)$$

$$A_1(t) = x_0(t) - x_1(t). \quad (11)$$

Після математичних перетворень:

$$A_0(t) = 2 \cos(2\pi f_0 t + (\theta_0 + \theta_1)/2) \cos\left(\frac{\pi t}{2T} + (\theta_1 - \theta_0)/2\right). \quad (12)$$

$$A_1(t) = -2 \sin(2\pi f_0 t + (\theta_0 + \theta_1)/2) \sin\left(\frac{\pi t}{2T} + (\theta_1 - \theta_0)/2\right). \quad (13)$$

Представимо сигнал (13) наступним чином:

$$S(t) = \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos(S_0 \pi t / 2T + \varphi_0) - \sin 2\pi f_0 t \cdot \sin(S_0 \pi t / 2T + \varphi_0). \quad (14)$$

Встановлюємо умову  $\varphi_0 = 0$ , тоді маємо:

$$S(t) = \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos \pi t / 2T - S_0 \sin 2\pi f_0 t \cdot \sin \pi t / 2T. \quad (15)$$

В цьому виразі синфазна складова  $S_0 \sin 2\pi f_0 t \cdot \sin \pi t / 2T$  несе інформацію про символ  $S_0$  на інтервалі  $0 < t < T$ . Тому зосередимо увагу на процесі демодуляції цієї складової (синфазної складової). Так само і для символу  $S_1$  який на інтервалі  $T < t < 2T$  несе інформацію про квадратурну складову.

Для синфазної складової маємо  $0 < t < T$ :

$$A_1(t) = -2 \sin(2\pi f_0 t + (\theta_0 + \theta_1)/2) \sin(\pi t / 2T + (\theta_1 - \theta_0)/2). \quad (16)$$

Якщо  $\theta_0 = \theta_1 = 0$ , то  $A_1(t)$  є синфазним з сигнальною компонентою і демодуляція здійснюється вірно. За умови  $\theta_0 = \theta_1 = \pi$  опорний сигнал має вигляд:

$$A_1(t) = 2 \sin 2\pi f_0 t \sin \pi t / 2T. \quad (17)$$

В цьому випадку  $S_0$  буде демодульований як протилежний за знаком, виникне ефект зворотної роботи. Однак в цьому випадку опорний сигнал для демодуляції квадратурної складової пропорційний  $\cos 2\pi f_0 t \cdot \cos \pi t / 2T$ , буде в протифазі до квадратурної складової прийнятого сигналу. В цьому випадку, символ  $S_1$  - який відповідає часу  $T < t < 2T$ , буде також демодульовано як протилежний. Ефект зворотної роботи усунемо відносним декодуванням, яке зведемо до складання  $S_n$  і  $S_{n-1}$  за модулем 2. Отже таким чином усунемо неоднозначність фази в  $180^\circ$ .

Неоднозначність фази  $90^\circ$  яка формально виникає за умови  $\theta_0 = 0$  і  $\theta_1 = \pi$  або навпаки, аналітично представимо так:

$$A_0(t) = 2 \sin 2\pi f_0 t \sin \pi T / 2T, \quad (18)$$

$$A_1(t) = -2 \cos 2\pi f_0 t \cos \pi T / 2T. \quad (19)$$

Таким чином, опорні сигнали для синфазної і квадратурної складової змінюємо місцями. Тут слід зазначити, що прийняття рішення щодо знаку демодульованих символів здійснюється в моменти приходу тактових імпульсів по каналах. Тактові імпульси формуються шляхом виділення різницевої частоти сигналів (18, 19). Після фільтрації низькочастотних складових отримаємо:

$$U_C(t) = \cos(\pi t / T + \theta_1 - \theta_0 / 2). \quad (20)$$

Моменти переходу  $U_C(t)$  через нуль з додатною похідною є моментами формування тактових сигналів. У випадку коли  $\theta_1 \neq \theta_0$  фаза тактових імпульсів змінюється на  $90^\circ$ , тобто час прийняття рішення змінюється на  $T$ . Отже, опорні сигнали квадратурних складових в цьому випадку змінюються місцями, але одночасно з цим змінюються моменти прийняття рішення. Після сумування квадратурних складових за модулем 2 формується вірний потік символів. Отже, як результат розв'язується питання неоднозначності фази  $\pm 180^\circ$  та  $\pm 90^\circ$  при демодуляції маніпульованих сигналів.

#### **Аналіз особливостей впливу амплітудно-фазових спотворень на оброблення маніпульованих сигналів**

Аналіз поширення сигналів в системі передавання інформації призводить до наступних висновків. Наявність спотворень та завмирань сигналу впливає на виникнення амплітудних та фазових спотворень сигналів. Розглянемо ці спотворення за допомогою констеляційних діаграм для QPSK маніпуляції [8,10]. Проведемо, також, імітаційний експеримент та встановимо вплив системи синхронізації у приймачі QPSK –

модульованих сигналів на зміну динаміки спотворень сигналу на приймальному боці з допомогою визначення помилки за констеляційною діаграмою. На рис. 3 представлено констеляційні діаграми, неспотвореного сигналу з QPSK рис. 3а; констеляційна діаграма сигналу з амплітудною нестабільністю квадратурних компонентів  $I/Q$  рис. 3б; фазовою нестабільністю квадратурних компонент рис. 3в; фазочастотною нестабільністю сигналу в каналі передавання інформації рис. 3г; наявністю фазового шуму в каналі передавання інформації ілюструється рис. 3д; вплив нелінійності в процесі модуляції сигналу рис. 3е. Так наприклад, якщо в вхідний сигнал  $u(t)$  то вихідний в комплексній формі представимо як:

$$y(t) = u(t) \cdot \left( \cos \left( 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau + \varphi(\tau) \right) + j \sin \left( 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau + \varphi(\tau) \right) \right), \quad (21)$$

де  $f(\tau)$  - зміщення за частотою,  $\varphi(\tau)$  - зміщення за фазою.

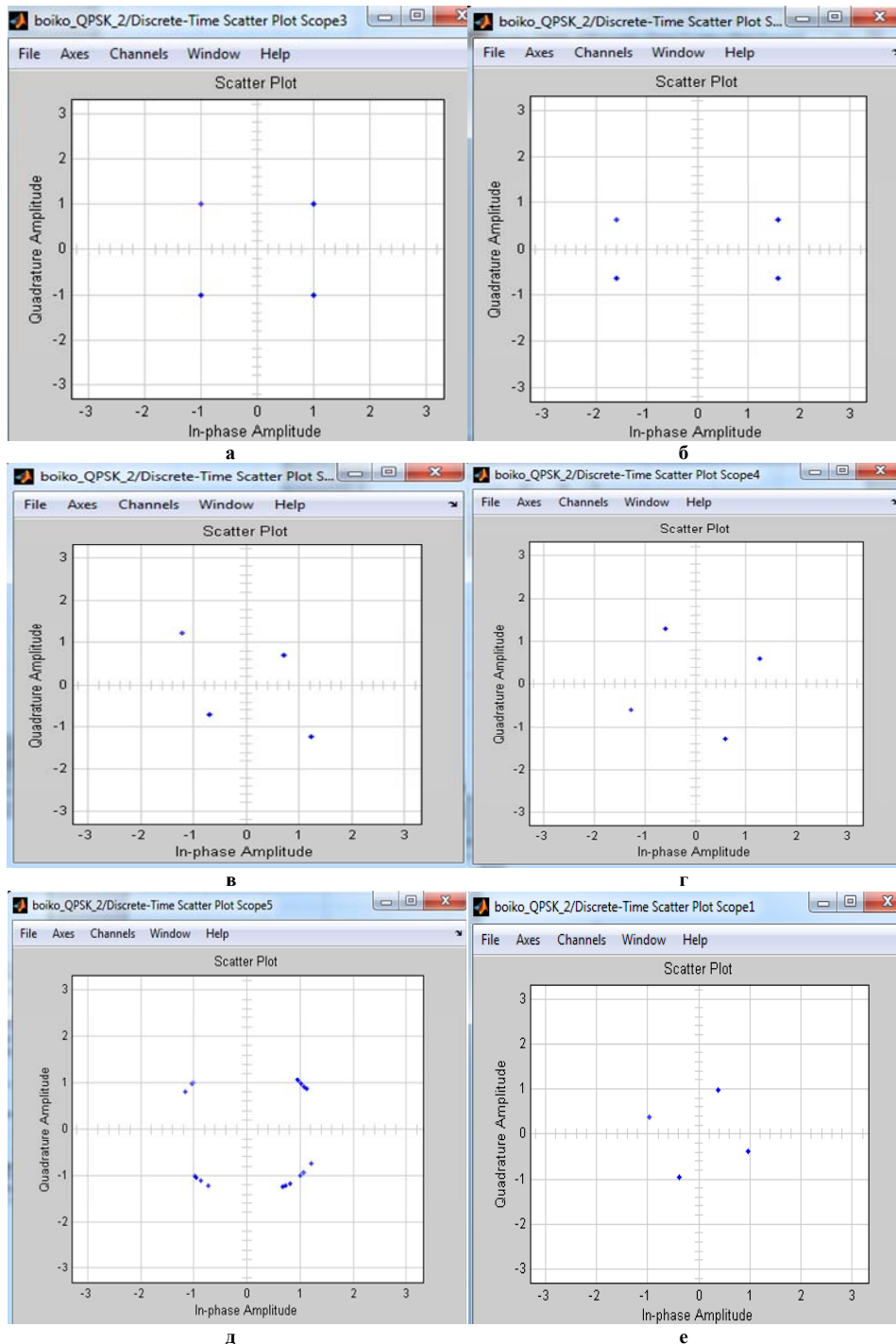


Рис. 3. Констеляційні діаграми на приймальному боці в каналі з QPSK: а – за відсутності спотворень; б – за наявності амплітудних спотворень; в – за наявності фазових спотворень квадратурних компонентів  $I/Q$ ; г – за наявності фазочастотної нестабільності сигналу в каналі передавання інформації; д – за наявності фазового шуму в каналі передавання інформації; е – у випадку виникнення нелінійності в процесі модуляції сигналу на передавальному боці

Сигнал виду (21) можна представити в дискретні моменти часу наступним чином:

$$y(0) = u(0) \cdot (\cos(\varphi(0)) + j \sin(\varphi(0))) \tag{22}$$

$$y(i) = u(i) (\cos(2\pi f(i-1)\Delta t + \varphi(i)) + j \sin(2\pi f(i-1)\Delta t + \varphi(i)))$$

Як наслідок, ідеальна діаграма представляє собою набір точок, але на практиці, як можна побачити з рис.4 а-в, точки на констеляційній діаграмі розпливаються. Такий характер діаграм спричинений виникненням помилки приймання - точки які відносяться до символу зсуваються в сусідні квадранти або опиняються на межі. Тобто виникає необхідність застосування системи синхронізації як тактової (символьної) так і фазової.

Аналізуючи рис. 4 робимо висновок, що в реальному каналі стійкий прийом спостерігається, якщо всі точки перебувають околі невеликого радіусу рис. 4 а; у випадку, якщо всі точки сузір'я збираються в однорідну пляму в середині або точки розпливаються в широку хмару рис. 4 б,в, це свідчить про наявність сильного фонового шуму в каналі або про ослаблення сигналу.

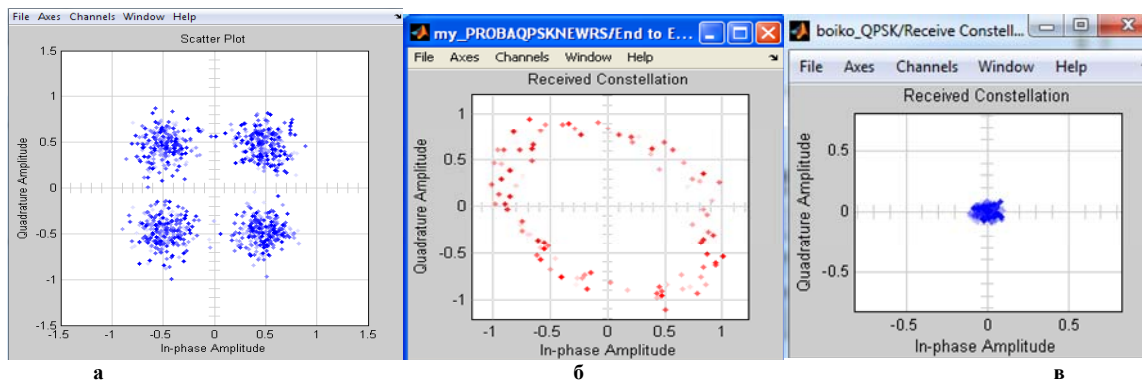


Рис. 4 - Констеляційні діаграми в реальному каналі на приймальному боці: а – за наявності стійкого приймання; б - за наявності сильного фонового шуму в каналі; в – за наявності ослаблення сигналу в каналі

В будь-якому випадку описані вище випадки, є ознакою зниження рівня відношення сигналу до шуму в каналі передавання інформації.

Для оцінки динаміки спотворення сигналу в каналі передавання інформації будемо користуватись величиною вектору помилки EVM (Error Vector Magnitude). EVM визначається як відношення середньоквадратичної величини вектору помилки до пікового вектору, зафіксованого для реальних символів (рис. 5). Тоді під вектором помилки будемо розуміти відстань між розрахунковим і фактичним положенням символу на констеляційній діаграмі. Її значення визначається за рахунок вимірювання констеляційної діаграми, яка враховує всі види спотворень представлені на рис. 3 а – е.

Загальна формула для визначення помилки має наступний вигляд:

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (e_k)^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}} \cdot 100\%, \tag{23}$$

де 
$$e_k = \left( I_k - \bar{I}_k \right)^2 + \left( Q_k - \bar{Q}_k \right)^2$$

На рис.6 імітаційна схема підсистеми для визначення вектору помилки:

У нашій роботі, ми проводили дослідження впливу нестабільності квадратурних компонент сигналу в каналі передавання інформації на рівень величини вектору помилки EVM. Зокрема, на рис. 7 представлено імітаційну схему системи передавання інформації із QPSK модуляцією. Імітаційна схема містить підсистему генерування та формування сигналу до складу якої входить джерело інформації та послідовно-паралельний перетворювач за допомогою якого сигнал представляється скрембльованим потоком у вигляді коду Баркера. Далі, отриманий після Bit Generation сигнал потрапляє на QPSK модулятор та обмежується фільтром з



Рис. 5. Виникнення помилки на констеляційній діаграмі

характеристикою типу «корень квадратний з функції Найквісту». Після цього, обмежений за спектром сигнал потрапляє в канал зв'язку з адитивним білим гаусівським шумом через підсистему «Jammer», за допомогою якої імітуються для проведення досліджень необхідні впливи на модульований сигнал у вигляді фазової, частотної та тактової нестабільності. Приймальна частина імітаційної схеми містить систему фазової, тактової синхронізації, систему компенсації сигнальної помилки, демодулятор, та декодер [8,9,10].

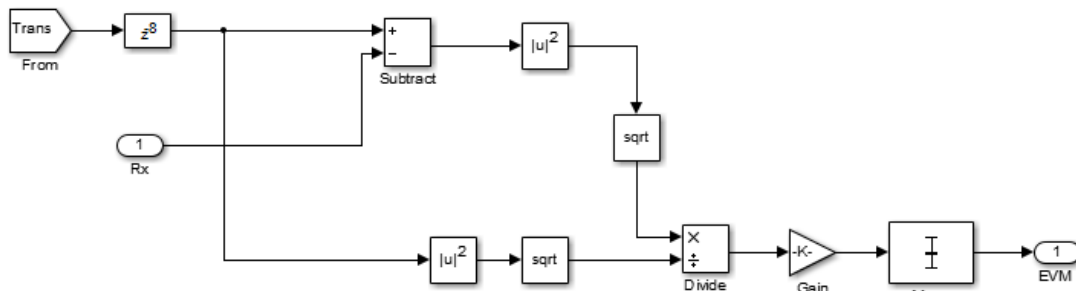


Рис. 6. Імітаційна схема вимірювача вектору помилки

На рис. 8 представлено результати симуляції схеми у вигляді дисплею символної помилки в системі синхронізації, яка є фактичною затримкою в системі демодулятора синхронізатора, рис. 9 - дисплею для нормованої помилки синхронізації в системі приймача ( $\gamma = \gamma(t) = \left( \xi(t) - \hat{\xi}(t) \right) / T$  - на половині символного інтервалу) [3], окремо представлено констеляційні діаграми на приймальному боці каналу передачі інформації з QPSK: рис. 10 а – після приймального фільтру та б – після системи компенсації сигнальної помилки; констеляційні діаграми на приймальному боці каналу передачі інформації з QPSK рис. 11 а – після системи фазової синхронізації та б – після системи тактової синхронізації.

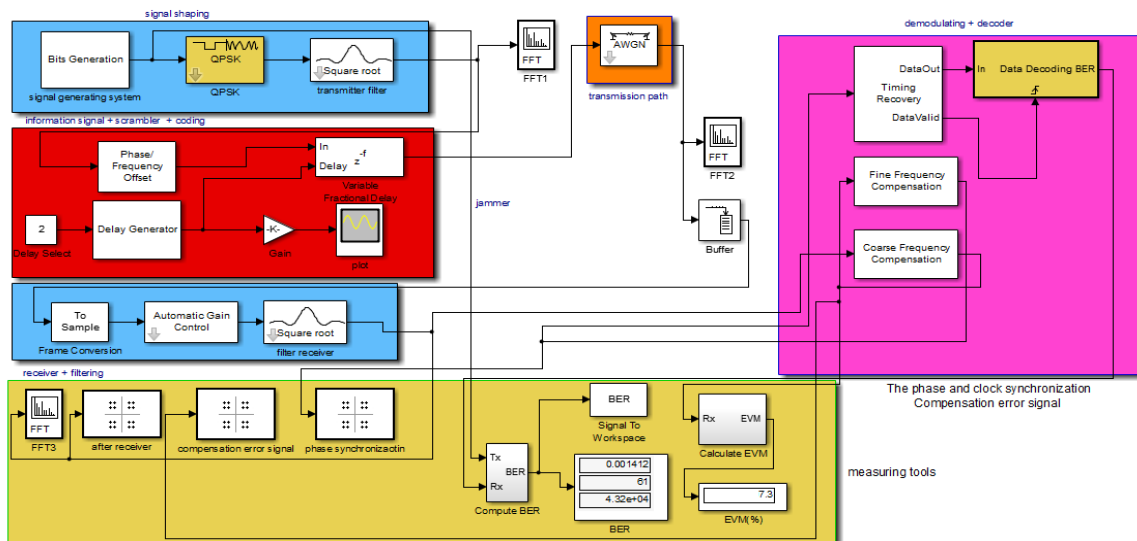


Рис. 7. Імітаційна схема для дослідження систем синхронізації

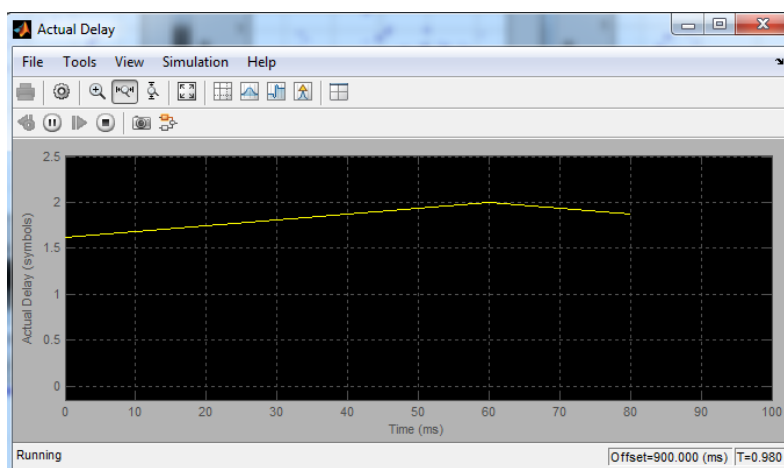


Рис. 8. Дисплей символної помилки в системі синхронізації (фактична затримка в системі демодулятору)

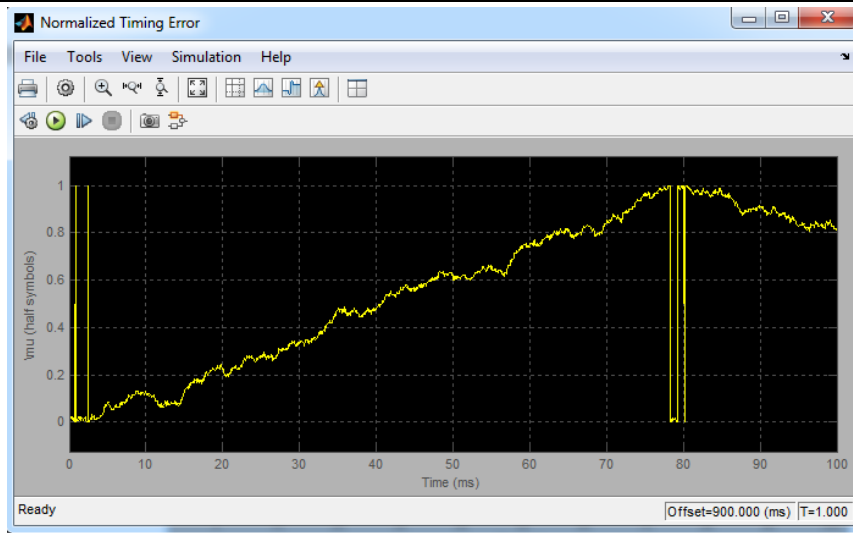


Рис. 9. Дисплей для нормованої помилки синхронізації в системі приймача ( $\gamma = \gamma(t) = (\hat{\xi}(t) - \xi(t)) / T$  - на половині символного інтервалу)

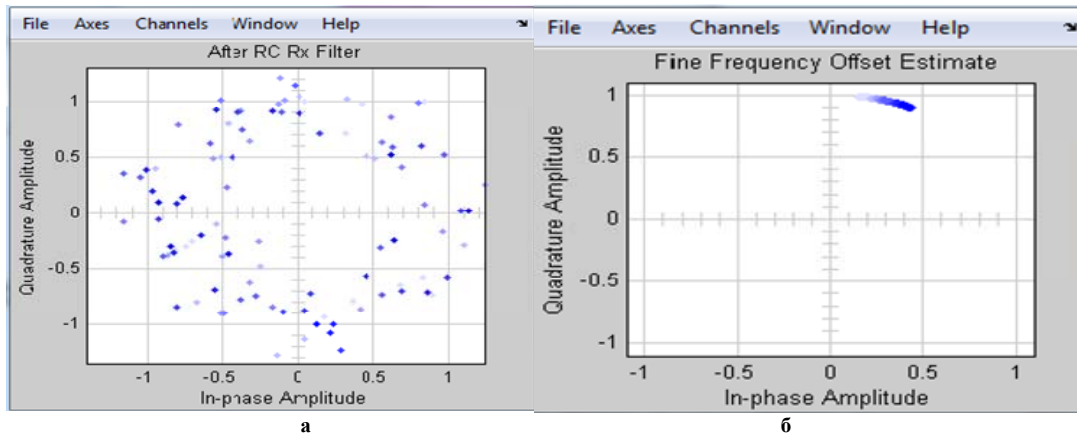


Рис. 10. Констеляційні діаграми на приймальному боці каналу передачі інформації з QPSK: а – після приймального фільтру; б – після системи компенсації сигнальної помилки

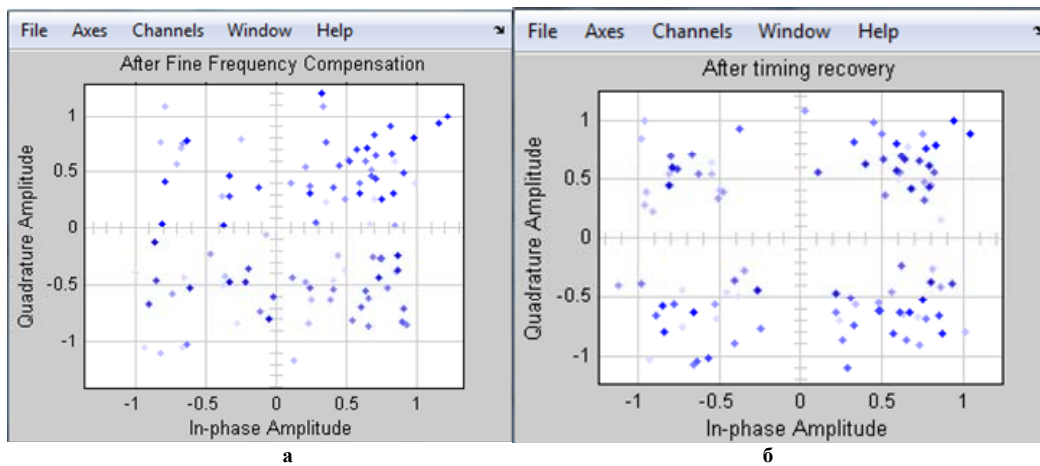


Рис. 11. Констеляційні діаграми на приймальному боці каналу передачі інформації з QPSK: а – після системи фазової синхронізації; б – після системи тактової синхронізації



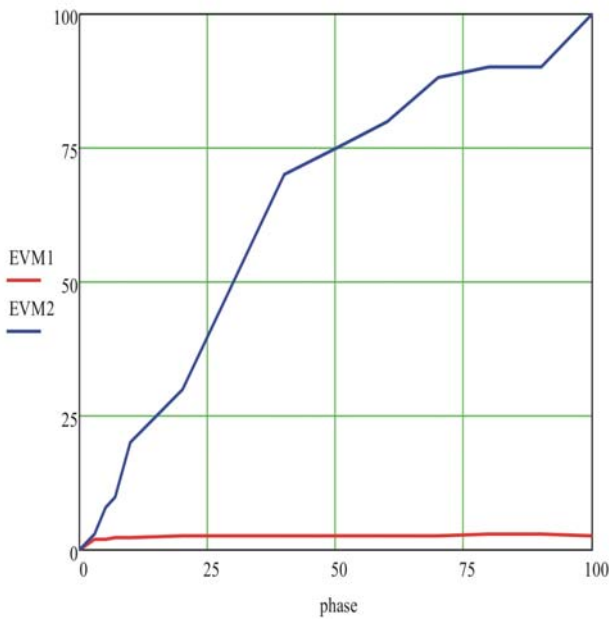


Рис. 12. Залежність динаміки зміни вектору помилки EVM у випадку фазової нестабільності квадратурних компонент сигналу за відсутності системи синхронізації та за її наявності

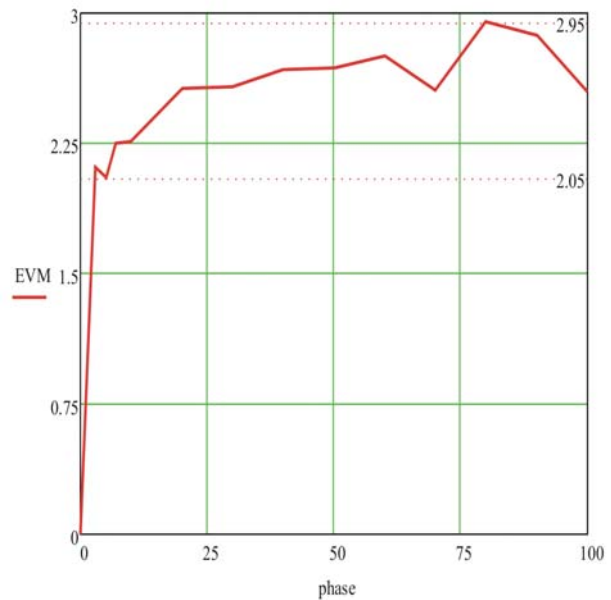


Рис. 13. Залежність динаміки зміни вектору помилки EVM із СС у випадку фазової нестабільності квадратурних компонент сигналу за синхронізації та за її наявності

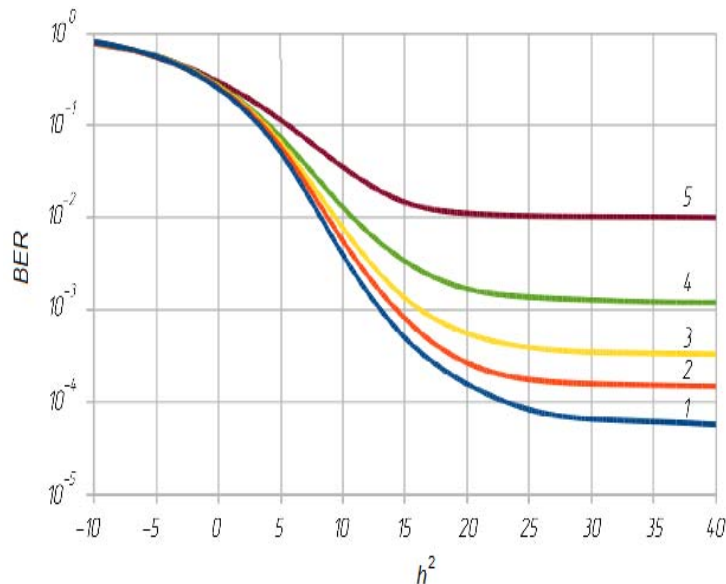


Рис. 14. Залежності ймовірності бітової помилки для відношень сигнал/шум при різних дисперсіях фазового шуму QPSK: 1 -  $\sigma^2 = 0$ ; 2 -  $\sigma^2 = \pi/8$ ; 3 -  $\sigma^2 = \pi/4$ ; 4 -  $\sigma^2 = \pi/2$ ; 5 -  $\sigma^2 = \pi$ ;

Аналіз отриманих констеляційних діаграм дозволяє встановити наявність в сигналі на приймальному боці значних частотно-амплітудно-фазових спотворень. Використання системи синхронізації, системи компенсації сигнальної помилки суттєво зменшує такі спотворення. В роботі імітаційну схему рис. 7, було використано для визначення динаміки зміни вектору помилки EVM у випадку фазової нестабільності квадратурних компонент сигналу за відсутності системи синхронізації та за її наявності (рис. 12 відповідно крива синього та червоного кольорів). Крім того, в процесі дослідження встановлено, що спрацювання системи синхронізації дозволяє стабілізувати покази EVM в межах 1-10% рис. 13.

На рис.14 представлено графіки залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум за різних значень дисперсії фазового шуму, який розподілено за нормальним законом. Як видно з рисунку 14, фазова помилка призводить до погіршення роботи системи зв'язку. Необхідно враховувати всі помилки синхронізації і застосовувати міри до їх компенсації, зокрема запропоновані у нашому дослідженні.

### Висновки

- сформовано схему приймача маніпульованих сигналів шляхом узагальнення схем синхронізації з системою фазового автоматичного підстроювання частоти;
- запропоновано, рішення для компенсації неоднозначності фази  $\pm 180^\circ$  та  $\pm 90^\circ$  сигналів та

усунення ефекту зворотної роботи використанням відносного декодування при демодуляції частотно-маніпульованих сигналів;

- встановлено вплив системи синхронізації у приймачі QPSK – модульованих сигналів на зміну динаміки спотворень сигналу на приймальному боці каналу зв'язку за допомогою визначення помилки за констеляційною діаграмою та експериментально визначено характер зміни констеляційних діаграм при виникненні помилок приймання за наявності амплітудно-фазових спотворень в каналі передавання інформації;
- досліджено величину вектору помилки EVM та динаміку його зміни у випадку фазової нестабільності квадратурних компонент сигналу в каналі передавання інформації з QPSK;
- встановлено, що спрацювання системи синхронізації дозволяє стабілізувати покази EVM в межах 1-10%;

### Література

1. Juliy Mikolayovych Boiko, Alexander Ivanovych Eromenko. Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels. *Scientific Journal «Communications». Science Publishing Group, USA*. Vol. 2, No. 1, 2014, pp. 7-14. doi: 10.11648/j.com.20140201.12.
2. J.M. Boiko, A.I. Eromenko. (2014). Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels. *20th International IEEE conference on microwaves, radar and wireless communications. MIKON-2014*. June 16-18, pp. 126-129, Gdansk – Poland.
3. Бойко Ю.М. Проектування та моделювання систем синхронізації у цифрових приймачах QPSK – сигналів систем супутникового зв'язку //Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2012. - №3. – С. 162-171.
4. Juliy Boiko, Oleksander Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures/ TCSET'2014 IEEE. 25 February-1 March, pp. 431-433, Lviv – Slavske.
5. Juliy Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems/ TCSET'2012 IEEE. 21 - 24 February, pp. 257, Lviv – Slavske.
6. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, pp. 262-263, 2013, Sevastopol.
7. Бойко Ю.М. Моделювання цифрових каналів передавання інформації із завадостійким кодуванням /Ю.М. Бойко, Р.О. Борячок //IV Міжнародна науково-практична конференція «Обробка сигналів і негаусівських процесів». – Черкаси: ЧДТУ 22 – 24 травня – 2013.
8. Бойко Ю.М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації //Вісник Хмельницького національного університету – Хмельницький. – 2011. -№1. – С. 99-103.
9. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації: [навч. посібник] /О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький: ХНУ, 2011. – 245 с.
10. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів: [навч. посібник] /О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко – Хмельницький: ХНУ, 2013. – 365 с.

### References

1. Juliy Mikolayovych Boiko, Alexander Ivanovych Eromenko, Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels. *Scientific Journal «Communications». Science Publishing Group, USA*. Vol. 2, No. 1, 2014, pp. 7-14. doi: 10.11648/j.com.20140201.12.
2. J.M. Boiko, A.I. Eromenko. (2014). Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels. 20th International IEEE conference on microwaves, radar and wireless communications. MIKON-2014. June 16-18, pp. 126-129, Gdansk – Poland.
3. Boiko J.M. Eromenko O.I. Proektuvannya ta modeluvannya sistem sinchronizacii u cifrovich primachah QPSK-signaliv sistem suputnikovogo zvyazku /J.M. Boiko, O.I. Eromenko *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2012, No. 3, pp. 162 - 171.
4. Juliy Boiko, Oleksander Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures/ TCSET'2014 IEEE. 25 February-1 March, pp. 431-433, Lviv – Slavske.
5. Juliy Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems/ TCSET'2012 IEEE. 21 - 24 February, pp. 257, Lviv – Slavske.
6. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, pp.262-263, 2013, Sevastopol.
7. Boiko J.M. Modeluvannya cifrovich kanaliv peredavannya informacii iz zavadostiikim koduvannyam /Boiko J.M., Boryachok R.O. // IV Miznarodna naukovo-praktichna konferenciya “Obrobka signaliv i negausivs'kich procesiv”. – Cherkasi. CDTU 22 – 24 travnya -2013.
8. Boiko J.M. Analiz cifrovich metodiv modulyacii/demodulyacii v sistemach zv'yzku ta peredachi informacii. *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2011, No. 1, pp. 99 - 103.
9. Shinkaruk O.M., Boiko J.M., Chesanovskii I.I. Osnovi funkcionuvannya bagatokanalnich sistem peredachi informacii: navch. posibnik dlya studentiv vichich navchalnich zakladiv. *Khmel'nitskii, KNU*, 2011. – 245 s.
10. Shinkaruk O.M., Pravda V.I., Boiko J.M. Primannya ta obroblyennya signaliv: navch. posibnik dlya studentiv vichich navchalnich zakladiv. *Khmel'nitskii, KNU*, 2013. – 365 s.

Рецензія/Peer review : 8.08.2014 р.

Надрукована/Printed :1.10.2014 р.

Рецензент: д.т.н., проф., О.М. Шинкарук