

## СИСТЕМА ЗВ'ЯЗКУ З QPSK МОДУЛЯЦІЄЮ І СИНХРОНІЗАЦІЄЮ НЕСУЧОЇ

Для підвищення ефективності роботи цифрових систем зв'язку використовують кола синхронізації. Стаття присвячена дослідженню системи зв'язку з QPSK модуляцією і синхронізацією несучої. Фазова помилка несучої викликає поворот в проекціях простору сигналу. Компенсація зсуву фази несучої виконується шляхом обертання вихідних сигналів узгодженого фільтра зі зниженою частотою дискретизації. Робота системи синхронізації заснована на петлі фазової автопідстройки частоти. ФАПЧ несучої фази формується шляхом замкнутого контуру, створеного фазовим детектором, контурним фільтром і DDS. ФАПЧ спрацьовує, коли сигнал помилки обнуляється. Сигнал помилки генерується блоком «Обчислення фазової помилки» з використанням проекцій відкорегованого простору сигналу і оцінок символів даних. Блок «Обчислення фазової помилки» складається з двох подільників, двох блоків обчислення функції арктангенс і підсумовувача. Проаналізовані сигнали на виході цих структурних блоків, оцінена смуга утримання ФАПЧ, зроблений висновок про величину вектора помилки синхронізації в залежності від відхилення частоти. Хоча детекторна характеристика лінійна, ФАПЧ має фазову невизначеність  $\pi/2$ . В межах смуги утримання ФАПЧ, значення EVM не перевищує 10%, що говорить про придатний рівень спотворень констеляційної діаграми. За отриманою залежністю можна зробити висновок, що система зв'язку з синхронізацією несучої може працювати в діапазоні частот від 510 кГц до 690 кГц з номінальним значенням несучої частоти 600 кГц.

Ключові слова: програмно кероване радіо, QPSK, синхронізація несучої.

I.S. PYATIN, V.V. MISHAN, O.O. KUHARETS

Khmelnitskyi National University

## COMMUNICATION SYSTEM WITH QPSK MODULATION AND CARRIER SYNCHRONIZATION

To increase the efficiency of digital communication systems use a carrier synchronization and symbol synchronization. The article is devoted to the study of communication systems with QPSK modulation and carrier synchronization. The carrier phase error causes a rotation in the projections of the signal space. Carrier phase shift compensation is performed by rotating the output of a matched filter with a reduced sampling rate. The synchronization system is based on a phase locked loop. The PLL of the carrier phase is formed by a closed loop created by a phase detector, a loop filter, and DDS. The PLL is triggered when the error signal is reset. The error signal is generated by the "Phase error calculation" block using projections of the corrected signal space and data symbol estimates. The "Phase error calculation" block consists of two accomplices, two blocks for calculating the arctangent function and adder. The signals at the output of these structural blocks are analysed, the PLL content band is estimated, the conclusion is made about the magnitude of the synchronization error vector magnitude on the frequency deviation. Although the detector response is linear, the PLL has a  $\pi/2$  phase uncertainty. Phase ambiguity is a byproduct of removing the phase-induced landslides from the received signal. Within the PLL holding band, the EVM value does not exceed 10%, which indicates an acceptable level of distortion of the constellation diagram. Based on the obtained dependence, it can be concluded that the communication system with carrier synchronization can operate in the frequency range from 510 kHz to 690 kHz with a nominal value of the carrier frequency of 600 kHz.

Keywords: software defined radio, QPSK, carrier synchronization.

### Постановка задачі

Технологія SDR здатна замінити спектр існуючих і розроблюваних конструкцій радіоприймачів і трансиверів на декілька уніфікованих. Такі пристрої можуть підтримувати будь-які діючі і новостворені види модуляції і методи кодування, багато сервісних функцій. В даний час практично весь частотний діапазон розподілений і ліцензований, однак при цьому експлуатується недостатньо ефективно. Істотно підвищити коефіцієнт застосування спектра дозволяє механізм динамічного управління, згідно з яким вторинним користувачам, які не закріплені за даним частотним діапазоном, надається можливість передавати повідомлення в діапазоні первинних користувачів в той час, поки він не зайнятий штатною роботою передавальних пристроїв. Подібний механізм динамічного управління спектром, що називають когнітивним радіо, складний технічно і може застосовуватися в інтелектуальних радіосистемах. Змінні характеристики платформ SDR роблять їх широко застосовними в різних засобах бездротового зв'язку [1].

Для підвищення ефективності роботи цифрових систем зв'язку використовують кола синхронізації. Стаття присвячена дослідженню системи зв'язку з QPSK модуляцією і синхронізацією несучої.

### Аналіз досліджень та публікацій

Всі системи цифрового зв'язку вимагають певної синхронізації сигналів, що надходять в приймач. Фазова помилка несучої викликає поворот в проекціях простору сигналу [1]. Якщо обертання досить велике, проекції простору сигналів для кожного можливого символу лежать в області неправильного рішення. Як наслідок, помилки прийняття рішення виникають навіть при ідеальній синхронізації символів і за відсутності адитивного шуму. Робота системи синхронізації заснована на петлі фазової автопідстройки частоти, або PLL.

У QPSK прийнятий сигнал має зсув фази на  $90^\circ$  через дані. Цей фазовий зсув є доповненням до невідомої фази несучої. Сигнал з QPSK модуляцією на вході приймача дискретизується зі швидкістю  $F_s = 1/T$  вибірок в секунду.  $N$ -а вибірка прийнятого сигналу може бути представлена у вигляді [2]:

$$r(nT) = G_a \sum_k \left\{ a_0(k) p(nT - kT_s) \sqrt{2} \cos(\Omega_0 n + \Theta) - a_1(k) p(nT - kT_s) \sqrt{2} \sin(\Omega_0 n + \Theta) \right\} + w(nT),$$

де  $a_0(k)$  і  $a_1(k)$  – синфазна і квадратурна складові  $k$ -го символу,  $p(t)$  – форма імпульсу одиничної енергії,  $T_s$  – час тривалості символу,  $\omega_0$  – центральна частота в радіанах за секунду,  $\Theta$  – невідоме зміщення фази несучої,  $w(t)$  – адитивний білий гаусовий шум. Константа  $G_a$  представляє всі підсилення і втрати амплітуди у антені, середовищі поширення, підсилувачі, змішувачі, фільтрах та інших радіочастотних компонентах,  $\Omega_0 = \omega_0 T$  радіан на вибірку.

Для оцінки фази несучої  $\Theta$  в обробці, використовують квадратурні синусоїди з фіксованою частотою і фазою для виконання переходу сигналу від смуги радіочастоти до основної смуги синфазної і квадратурної компонентів. Структурна схема кола синхронізації несучої приведена на рис. 1. Компенсація зсуву фази несучої виконується шляхом обертання вихідних сигналів узгодженого фільтра зі зниженою частотою дискретизації, щоб усунути обертання і зсув фази несучої [2].

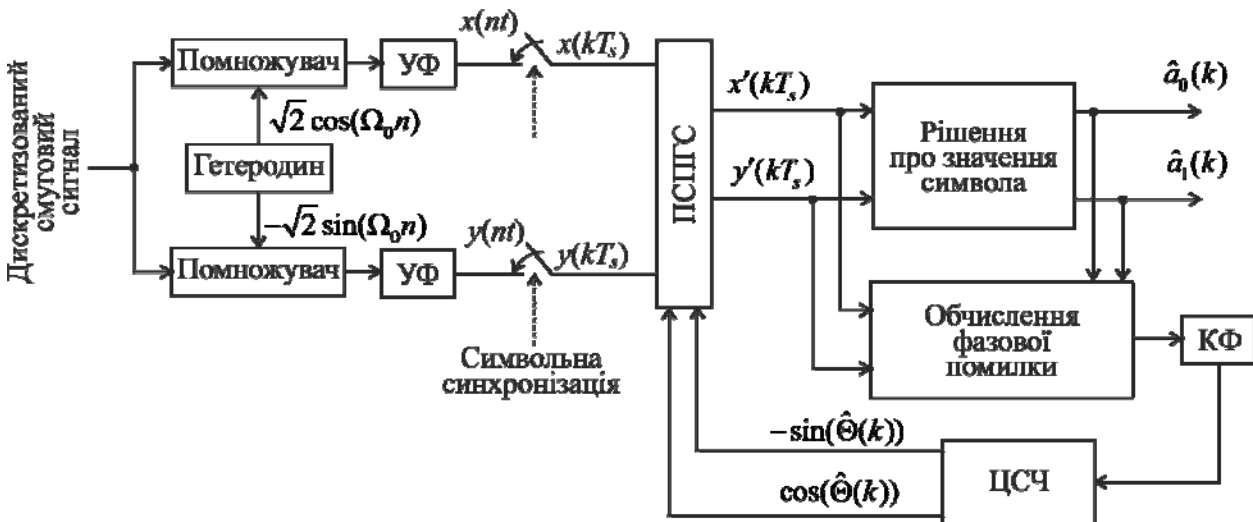


Рис. 1. Синхронізація фази несучої з використанням операції повороту сузір'я після узгодженого фільтра (УФ – узгоджений фільтр; ПСПГС – поворот сузір'я проти годинникової стрілки; КФ – контурний фільтр; ЦСЧ – цифровий синтезатор частоти)

Сигнал на вході приймача перетворюється з пониженням частоти з використанням квадратурних синусоїд  $\sqrt{2} \cos(\Omega_0 n)$  і  $-\sqrt{2} \sin(\Omega_0 n)$ , отриманих за допомогою цифрового синтезатора частоти (ЦСЧ). На виході помножувачів виділяємо синфазні і квадратурні компоненти, в яких можна знехтувати подвійними частотними складовими. Синфазні і квадратурні компоненти фільтруються узгодженим фільтром, імпульсний відгук якого дорівнює  $p(-nT)$ . Математичні моделі синфазного і квадратурного сигналів на виході узгодженого фільтра мають вигляд [2]:

$$x(nT) = \frac{G_a}{T} \sum_k \left\{ \left[ a_0(k) \cos(\Theta - \hat{\Theta}(n)) - a_1(k) \sin(\Theta - \hat{\Theta}(n)) \right] r_p(nT - kT_s) \right\} + v_I(nT),$$

$$y(nT) = \frac{G_a}{T} \sum_k \left\{ \left[ a_0(k) \sin(\Theta - \hat{\Theta}(n)) + a_1(k) \cos(\Theta - \hat{\Theta}(n)) \right] r_p(nT - kT_s) \right\} + v_Q(nT),$$

де  $r_p(u)$  – автокореляційна функція формувача імпульсу,

$v_I(nT) = p(-nT) \cdot w_I(nT)$  і  $v_Q(nT) = p(-nT) \cdot w_Q(nT)$ . Припускаючи ідеальну часову синхронізацію,

$x(nT)$  і  $y(nT)$  дискретизуються при  $n = kT_s/T = kN$ , щоб отримати проекцію простору сигналу, відповідну  $k$ -му символу. Коли форма імпульсу задовольняє умові Найквіста про відсутність міжсимвольної інтерференції,  $r_p(0) = 1$  і  $r_p(mT_s) = 0$  для  $m \neq 0$ , так що матричне рівняння має вигляд [2]:

$$\begin{bmatrix} x(kT_s) \\ y(kT_s) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & -\sin(\Theta) \\ \sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_0(k) \\ a_1(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_I(kT_s) \\ v_Q(kT_s) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де  $K = G_a/T$ .

Точка  $(x(kT_s), y(kT_s))$  є повернутою версією точки  $(a_0(k), a_1(k))$ . Кут повороту є некомпенсованою фазовою похибкою  $(\Theta - \hat{\Theta}(kN))$  в напрямку проти годинникової стрілки. Точка, що обертається, масштабується на  $K$  і зрушується від свого положення обертання адитивним шумом.

Відліки з виходу узгодженого фільтра  $(x(kT_s), y(kT_s))$  піддаються повороту сузір'я за допомогою оціненого зміщення фази несучої  $\hat{\Theta}(k)$ , ЦСЧ надає оцінку фази несучої як  $\cos(\hat{\Theta}(k))$  і  $-\sin(\hat{\Theta}(k))$ . Точка  $(x(kT_s), y(kT_s))$  повертається на  $-\hat{\Theta}(k)$  для формування проекції первинного положення простору сигналів. З використанням (1) повернута проекція простору сигналів може бути представлена виразом:

$$\begin{bmatrix} x'(kT_s) \\ y'(kT_s) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\Theta - \hat{\Theta}(k)) & -\sin(\Theta - \hat{\Theta}(k)) \\ \sin(\Theta - \hat{\Theta}(k)) & \cos(\Theta - \hat{\Theta}(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0(k) \\ a_1(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_1(kT_s) \\ v'_2(kT_s) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Це співвідношення визначає операцію «поворот проти годинникової стрілки» за рис. 1. У виразі (2) оцінка фази  $\hat{\Theta}$  дискретизується при  $1/T_s$  вибірок в секунду. Це показує, що проекції  $(x(kT_s), y(kT_s))$  є поверненими версіями точки сузір'я  $(a_0(k), a_1(k))$ , де кут повороту є фазовою помилкою  $\Theta - \hat{\Theta}(k)$ .

#### Формулювання цілей

Метою статті є дослідження Simulink моделі системи зв'язку з модуляцією QPSK і синхронізацією несучої, аналіз фазового детектора, визначення його детекторної характеристики і сигналів на виході структурних блоків моделі. Важливо також визначити придатний рівень спотворень констеляційної діаграми системи зв'язку, діапазон утримування системи ФАПЧ.

#### Синхронізація фази несучої для QPSK

ФАПЧ несучої фази формується шляхом замкнутого контуру, створеного фазовим детектором, контурним фільтром і DDS, як показано на рис. 1. ФАПЧ спрацьовує, коли сигнал помилки обнуляється. Сигнал помилки генерується блоком «Обчислення фазової помилки» з використанням проекцій відкорегованого простору сигналу і символів даних (або оцінок символів даних). Сигнал помилки пропорційний некомпенсованій фазовій помилці  $\Theta - \hat{\Theta}(k)$ . Таким чином, ФАПЧ спрацьовує, коли  $\hat{\Theta}(k)$  дорівнює  $\Theta$ . ФАПЧ працює з одною вибіркою на символ. Коли детектор фазової помилки використовує оцінки символів для обчислення фазової помилки, результуюча ФАПЧ називається контуром, орієнтованим на прийняття рішення. Синхронізація фази несучої для QPSK починається з розробки детектора фазової помилки, заснованого на евристичних міркуваннях, заснованих на основних принципах того, що повинно бути досягнуто. Потім вводиться детектор фазової помилки максимальної правдоподібності [3].

Розглянемо схему синхронізації несучої QPSK, що приведена на рис. 1. Виходи синфазного і квадратурного узгодженого фільтра,  $x(kT_s)$  і  $y(kT_s)$ , повертаються на  $-\hat{\Theta}(k)$ , щоб вирівняти проекцію простору сигналу  $(x'(kT_s), y'(kT_s))$  з одним з чотирьох точок сузір'я як  $(\pm A, \pm A)$ . За відсутності шуму взаємозв'язок між проекцією простору сигналу  $(x'(kT_s), y'(kT_s))$  і символами переданих даних  $(a_0(k), a_1(k))$  визначається виразом:

$$\begin{bmatrix} x'(kT_s) \\ y'(kT_s) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\Theta - \hat{\Theta}(k)) & -\sin(\Theta - \hat{\Theta}(k)) \\ \sin(\Theta - \hat{\Theta}(k)) & \cos(\Theta - \hat{\Theta}(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0(k) \\ a_1(k) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Припустимо на даний момент, що детектор фазової помилки знає символи даних. Фазова помилка визначається шляхом обчислення різниці фаз між  $(x'(kT_s), y'(kT_s))$  і переданою точкою сузір'я  $(a_0(k), a_1(k))$ .

Розглянемо обчислення фазової помилки на  $I$ - $Q$  площині, як показано на рис. 2. Фазовий кут вихідних сигналів узгодженого фільтра визначається виразом:

$$\Theta_r(k) = \arctg \left\{ \frac{y'(kT_s)}{x'(kT_s)} \right\}. \quad (4)$$

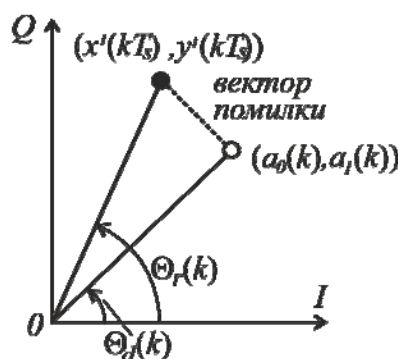


Рис. 2. Геометричне представлення визначення фазової помилки і вектора помилки для QPSK

і фазовий кут переданої точки сузір'я дорівнює

$$\Theta_d(k) = \arctg \left\{ \frac{a_1(k)}{a_0(k)} \right\}. \quad (5)$$

Вихід детектора фазової помилки для  $k$ -го символу, таким чином, визначається виразом [4]:

$$e(k) = \Theta_r(k) - \Theta_d(k) = \arctg \left\{ \frac{y'(kT_s)}{x'(kT_s)} \right\} - \arctg \left\{ \frac{a_1(k)}{a_0(k)} \right\}. \quad (6)$$

Сигнал помилки (6) вимагає знання символів, що передаються. Синхронізатор фази несучої, орієнтований на прийняття рішень, використовує рішення даних для обчислення фазової помилки. Фазова помилка витягується з точки  $(x'(kT_s), y'(kT_s))$  шляхом обчислення залишкової різниці фаз між  $(x'(kT_s), y'(kT_s))$  і найближчою точкою сузір'я  $(a_0(k), a_1(k))$ . Таким чином, синхронізатор фази несучої, спрямований на рішення, замінює  $a_0(k)$  і  $a_1(k)$  в (6) рішеннями  $\hat{a}_0(k)$  і  $\hat{a}_1(k)$ .

$$e(k) = \arctg \left\{ \frac{y'(kT_s)}{x'(kT_s)} \right\} - \arctg \left\{ \frac{\hat{a}_1(k)}{\hat{a}_0(k)} \right\}. \quad (7)$$

Для QPSK рішення можуть бути представлені у вигляді:

$$\begin{aligned} \hat{a}_0(k) &= A \cdot \text{sign}\{x'(kT_s)\}, \\ \hat{a}_1(k) &= A \cdot \text{sign}\{y'(kT_s)\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Simulink модель системи зв'язку з модуляцією QPSK і синхронізацією несучої наведена на рис. 3.

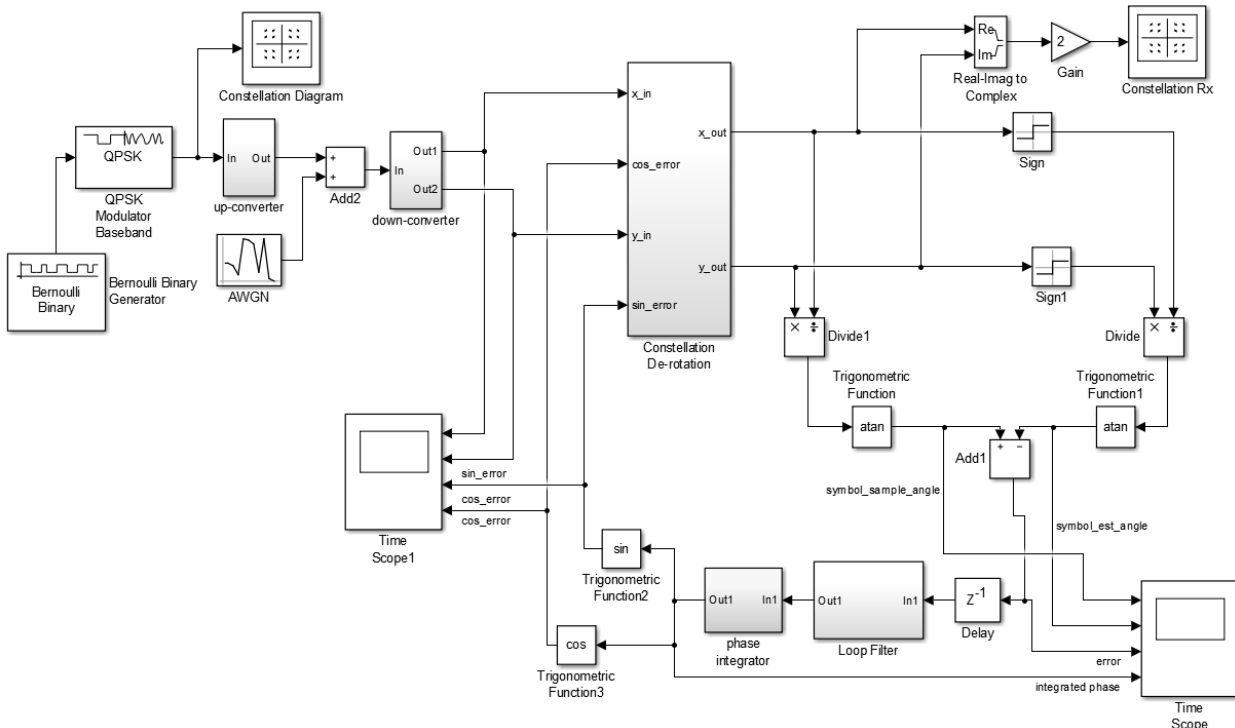


Рис. 3. Simulink модель системи зв'язку з модуляцією QPSK і синхронізацією несучої

Вихідний сигнал детектора фазової помилки також може бути виражений через фазову помилку  $\Theta_e$  і символи даних. Графік залежності  $e(k)$  від  $\Theta_e$  називається S-кривою (детекторною характеристикою) і позначається  $g(\Theta_e)$ . Функція  $g(\Theta_e)$  є нелінійною функцією детектора фазової помилки.

Для випадку з даними, S-крива виходить з (6) шляхом представлення проєкцій розгорнутого простору сигналу через  $\Theta_e$  і підстановки в (6). Повернуті проєкції простору сигналу можуть бути виражені через фазову помилку і символи даних за допомогою виразу:

$$\begin{bmatrix} x(kT_s) \\ y(kT_s) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & -\sin(\Theta) \\ \sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0(k) \\ a_1(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_I(kT_s) \\ v_Q(kT_s) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Підстановка цього виразу для  $x'(kT_s)$  і  $y'(kT_s)$  в (6) приводить до виразу:

$$g(\Theta_e, a_0(k), a_1(k)) = \arctg \left\{ \frac{a_0(k) \sin(\Theta_e) + a_1(k) \cos(\Theta_e)}{a_0(k) \cos(\Theta_e) - a_1(k) \sin(\Theta_e)} \right\} - \arctg \left\{ \frac{a_1(k)}{a_0(k)} \right\} \quad (10)$$

Середня S-крива ( $\bar{g}(\Theta_e)$ ) виходить з  $g(\Theta_e, a_0(k), a_1(k))$  шляхом усереднення за чотирма можливими

символами  $(a_0(k), a_1(k))$  належить множині  $\{\pm A, \pm A\}$ . Після перетворень результат має вигляд:

$$\bar{g}(\Theta_e) = \Theta_e. \quad (11)$$

Середня S-крива (детекторна характеристика) (11) показана на рис. 4, де видно, що цей фазовий детектор є ідеальним лінійним фазовим детектором з  $K_p = 1$ .

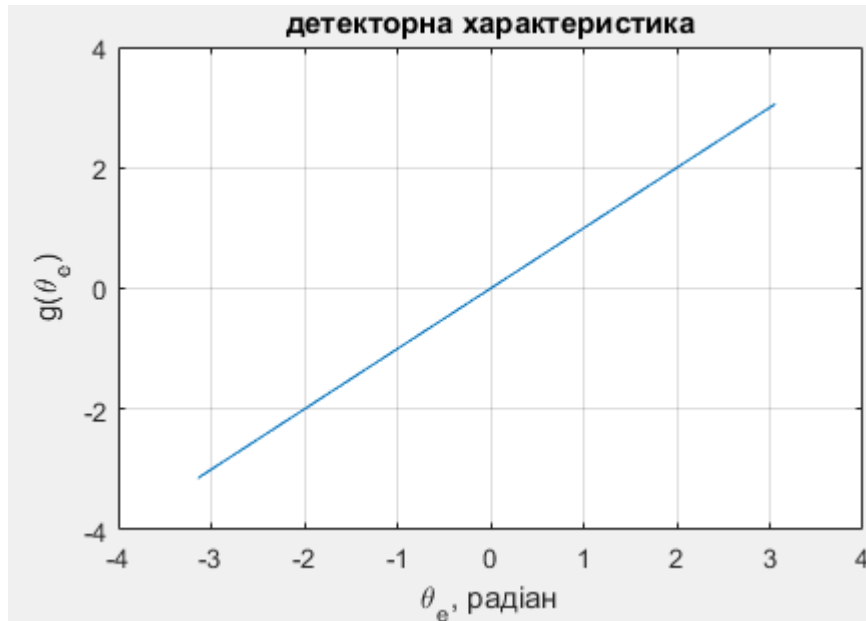


Рис. 4. Середня S-крива (детекторна характеристика) фазового детектора ФАПЧ

Як наслідок, ФАПЧ фази несучої QPSK може синхронізуватися на  $\pm 90^\circ$  від фази з істинною фазою несучої або на  $180^\circ$  від фази з істинною фазою несучої. Ця ФАПЧ володіє так званою фазовою невизначеністю  $\pi/2$ . Неоднозначність фази є побічним продуктом видалення викликаних даними зсувів фази з прийнятого сигналу. Сузір'я QPSK має обертальну симетрію  $\pi/2$ ; слід очікувати двозначності фази.

Початкові дані для моделювання: несуча частота  $f_c = 6 \cdot 10^5$  Гц; відхилення від несучої частоти  $f_e = \pm 1 \cdot 10^3$  Гц. Коефіцієнт інтерполяції і децимації формуючих фільтрів  $\text{interp}=48$ .

Відкореговане сузір'я Constellation Rx моделі, зображеної на рис. 3 наведено на рис. 5.

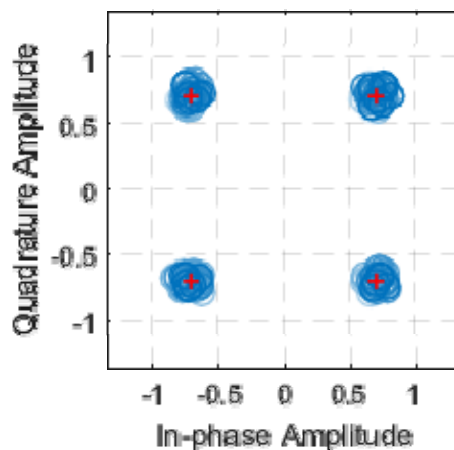


Рис. 5. Відкореговане сузір'я Constellation Rx

Осцилограми, що відображає блок Time Score моделі (рис. 3) представлені на рис. 6. Перші дві осцилограми – сигнали на виході блоків визначення функції арктангенс, третя осцилограма – результати, що повертає підсумовував, четверта – сигнал на виході інтегратора фази. З них можна зробити висновок, що час спрацьовування кола ФАПЧ складає 5 мс.

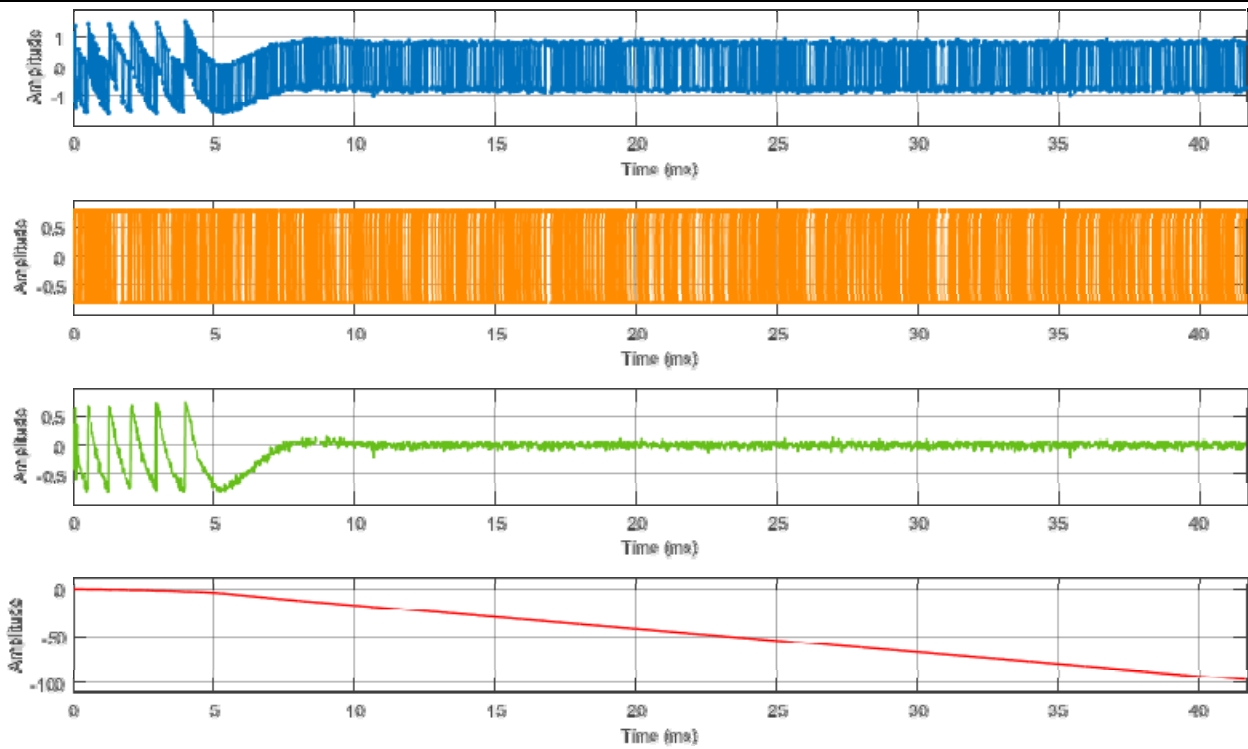


Рис. 6. Осцилограми, що відображає блок Time Scope

Для моделі, зображеної на рис. 3 проаналізовано значення EVM в діапазоні частот. Від величини EVM залежить зовнішній вигляд відкорегованого сузір'я Constellation Rx, що зображено на рис. 5.

Величина вектора помилки (EVM) – це вимір продуктивності модулятора або демодулятора при наявності спотворень. По суті, EVM – це різниця векторів в даний момент часу між ідеальним (переданим) сигналом і вимірним (прийнятим) сигналом. При правильному використанні ці вимірювання можуть допомогти у визначенні джерел погіршення сигналу, таких як фазовий шум, I-Q дисбаланс, нелінійність амплітуди і спотворення, що вносить фільтр.

Ці типи вимірювань корисні для визначення продуктивності у системах зв'язку. Наприклад, для визначення того, чи відповідає система цифрового зв'язку стандартам радіопередачі, вимагається вимірювання точних значень RMS, EVM, пікового EVM і 95-го перцентиль для вимірювань EVM.

Середньоквадратичне значення величини вектора помилки визначається виразом:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}} \cdot 100,$$

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

$I_k$  – синфазне значення  $k$ -го символу в пакеті

$Q_k$  – квадратурне значення фази  $k$ -го символу в пакеті

$N$  – довжина вхідного вектора

$I_k$  і  $Q_k$  представляють ідеальні (довідкові) значення.

Для цифрових систем зв'язку значення EVM має бути не більше 10%. Залежність середньоквадратичного значення вектора помилки (EVM) від відхилення частоти зображена на рис. 7. Коефіцієнт інтерполяції і децимації формуючих фільтрів  $interp=48$ . В межах смуги утримання ФАПЧ, значення EVM не перевищує 10%, що говорить про придатний рівень спотворень констеляційної діаграми. За отриманою залежністю можна зробити висновок, що система зв'язку з синхронізацією несучої може працювати в діапазоні частот від 510 кГц до 690 кГц з номінальним значенням несучої частоти 600 кГц.

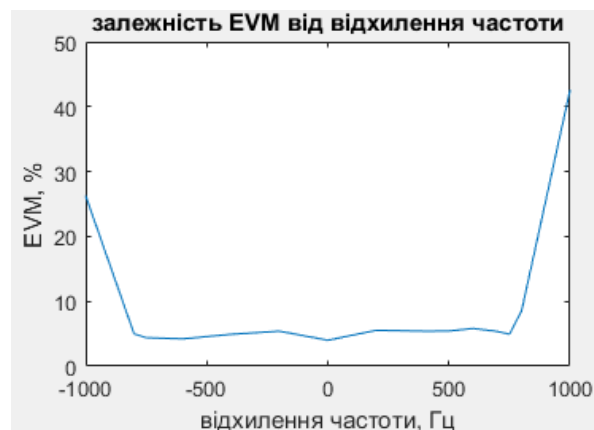


Рис. 7. Залежність EVM від відхилення частоти

### Висновки

Досліджена система зв'язку з QPSK модуляцією і синхронізацією несучої. Встановлено, що фазова помилка несучої викликає поворот в проєкціях простору сигналу. Компенсація зсуву фази несучої виконується шляхом обертання вихідних сигналів узгодженого фільтра зі зниженою частотою дискретизації. Робота системи синхронізації заснована на петлі фазової автопідстройки частоти. ФАПЧ несучої формується шляхом замкнутого контуру, створеного фазовим детектором, контурним фільтром і DDS. Сигнал помилки генерується блоком «Обчислення фазової помилки» з використанням проєкцій відкорегованого простору сигналу і оцінок символів даних. Проаналізовані сигнали на виході цих структурних блоків, оцінена смуга утримування ФАПЧ, зроблений висновок про величину вектора помилки синхронізації в залежності від відхилення частоти. Хоча детекторна характеристика лінійна, ФАПЧ має фазову невизначеність  $\pi/2$ . В межах смуги утримання ФАПЧ, значення EVM не перевищує 10%, що говорить про придатний рівень спотворень констеляційної діаграми. За отриманою залежністю можна зробити висновок, що система зв'язку з синхронізацією несучої може працювати в діапазоні частот від 510 кГц до 690 кГц з номінальним значенням несучої частоти 600 кГц.

### Література

1. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Склад ; пер. с англ. – Изд. 2-е, испр. – Москва : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Прокис Д. Цифровая связь / Д. Прокис ; пер. с англ. ; под ред. Д.Д. Кловского. – Москва : Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Бойко Ю.М. Особливості квазікогерентної обробки сигналів у засобах телекомунікацій з частотною маніпуляцією / Ю.М. Бойко, І.С. Пятін // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2018. – № 1. – С. 107–119.
4. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад [Електронний ресурс] : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. – Київ : Логос, 2018. – 227 с. Режим доступу : <http://elar.khnu.km.ua/jspui/handle/123456789/6291>.

### References

1. Sklyar B. Cifrovaya svyaz. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye / B. Sklyar ; per. s angl. – Izd. 2-e, ispr. – Moskva : Izdatelskij dom «Vilyams», 2003. – 1104 s.
2. Prokis D. Cifrovaya svyaz / D. Prokis ; per. s angl. ; pod red. D.D. Klovskogo. – Moskva : Radio i svyaz, 2000. – 800 s.
3. Boiko J.M. Osoblyvosti kvazikoherentnoi obrobky syhnaliv u zasobakh telekomunikatsii z chastotnoiu manipulyatsiieiu / J.M. Boiko, I.S. Piatin // Telekomunikatsiini ta informatsiini tekhnolohii. – 2018. – № 1. – S. 107–119.
4. Boiko J. M. Teoretychni aspekty pidvyshchennia zavadostiikosti y efektyvnosti obrobky syhnaliv v radiotekhnichnykh prystroiakh ta zasobakh telekomunikatsiinykh system za naiavnosti zavad [Elektronnyi resurs] : monohrafiia / J. M. Boiko, V. A. Druzhynin, S. V. Toliupa. – Kyiv : Lohos, 2018. – 227 s. Rezhym dostupu : <http://elar.khnu.km.ua/jspui/handle/123456789/6291>.

Рецензія/Peer review : 25.05.2019 р.

Надрукована/Printed : 23.07.2019 р.  
Рецензент: д.т.н., проф. Ю.М. Бойко