

## **НОРМАЛІЗАЦІЯ QAM СИГНАЛУ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ЙОГО ДЕМОДУЛЯЦІЇ З МІНІМІЗАЦІЄЮ ПОХИБКИ ЗА КАЛМАНОМ<sup>1</sup>**

*Павлов О. І., Захарченко О. С.*

*Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна,  
novikos@bigmir.net*

### **QAM SIGNAL NORMALIZATION BY RESULTS OF IT DEMODULATION WITH KALMAN'S ERROR MINIMIZATION**

*Pavlov O. I., Zaharchenko O. S.,*

*National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine*

#### **Вступ**

Дослідження можливості вдосконалення процесів автоматичного регулювання підсилення (АРП, AGC) та фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ, PLL) квадратурного опорного базису в демодуляторі сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією (*Quadrature amplitude modulation, QAM*) залишаються актуальними при проектуванні ефективних систем швидкої передачі великих обсягів дискретної інформації через відносно вузькосмугові канали зв'язку [1—7].

Проблема полягає в тому, що АРП може бути використаним лише для досягнення приблизно постійної потужності відліків сигналу для отримання лише приблизно правильної амплітуди виявлених символів даних (різні підходи щодо вирішення цього питання розглядаються в роботах [1—4]). Так саме, невідомий фазовий зсув між несучим коливанням (*IQ*-базисом) в передавачі і приймачі, може бути лише приблизно скомпенсованим шляхом синхронізації гетеродина приймача схемою ФАПЧ (пропозиції щодо розв'язання цієї проблеми подані в роботах [5—7]).

Особливостями нашого підходу, на відміну від згаданих, є нормалізація сигналу шляхом *одночасного* коригування підсилення і фазового зсуву опорного базису в приймачі, яке базується на аналізі результатів попередньої демодуляції *ненормалізованого QAM* сигналу з застосуванням методу Калмана для мінімізації похибки подальшого декодування скоригованого сузір'я.

В роботі [8] було показано як можна реалізувати ефективну *тактову* (символьну) синхронізацію в *QAM* демодуляторі при *відсутності* належного АРП вхідного сигналу та *незабезпеченості синхронізації несучого ко-*

---

<sup>1</sup> Електронний варіант статті: <http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1002>

ливання. Дана робота може вважатися продовженням роботи [8] і присвячена розгляду можливості одночасної оптимальної реалізації саме цих двох процесів.

Як і в роботі [8] буде розглядатися випадок надшвидкої модуляції, коли сигнальні елементи, якими переносяться символи дискретного повідомлення, є відрізками гармонічних коливань, тривалістю менше одного періоду. В якості прикладу взята рекомендація *ITU-T V.29* (частота несучого коливання  $F_c = 1700$  Гц, швидкість модуляції  $V_m = 2400$  бод, швидкість передачі даних  $V_d = 9600$  біт/с, співвідношення  $V_d$  і  $V_m$  таке, що на один сигнальний елемент припадає 4 біти даних, що відповідає 16 позиційному еталонному *QAM* сузір'ю, рис. 1б, далі — *QAM-16*) [9].

### Постановка задачі

Як було показано в роботі [8], при відсутності синхронізації опорного квадратурного базису в квадратурному демодуляторі *QAM* сигналів виникає методична похибка визначення фази сигнальних елементів, яка носить систематичний характер. В той же час за відсутності належного АРП вхідного сигналу може виникати груба похибка визначення амплітуди сигнального елементу навіть при наявності належної синхронізації опорного базису. Одночасна дія двох вказаних факторів може повністю унеможливити належну роботу *QAM* демодулятора. Проте, навіть в такому випадку, сигнальне сузір'я, яке буде спостерігатися, наприклад рис. 1а, буде повернутим і ненормованим образом частини повного еталонного сигнального сузір'я, рис. 1б, що дає підстави для розробки методу пошуку відповідного комплексного нормуючого множника.

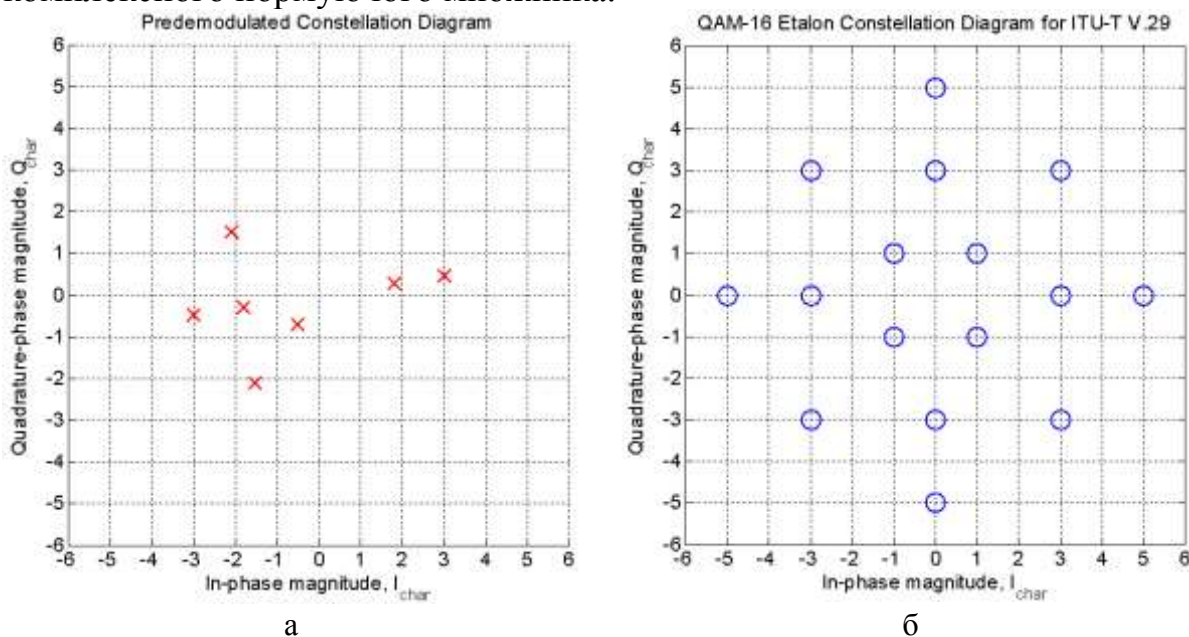


Рис. 1. Приклад сузір'я попередньо демодульованих сигнальних елементів (а) та повне еталонне сигнальне сузір'я *QAM-16* за *ITU-T V.29* (б)

Отже, задача полягає в тому, щоб дослідити можливості створення моделі процесу несинхронної демодуляції ненормованого QAM сигналу, що спостерігається, з подальшим нормування отриманого сигнального сузір'я до еталонного сузір'я. Оскільки такі спостереження будуть містити в загальній похибці вимірювань окрім систематичної складової ще і випадкову (далі — шумову) складову (наприклад, через вплив адитивних завад при передачі QAM сигналу або інтерференційних спотворень сигналу), то при розв'язанні задачі слід мінімізувати похибки вимірювань, які будуть отриманими після застосування відповідного комплексного нормуючого множника.

### **Математична модель процесів нормування і синхронізації**

Будемо вважати, що діаграма еталонного повного сузір'я QAM-16, рис. 1б, є картою нулів  $z_{0,i} = c_{0,i}$ ,  $i = 1, \dots, 16$  певної поліноміальної функції  $A(z)$ , яка описує неспотворені спостереження результатів демодуляції ідеально нормованого QAM сигналу при наявності вірної синхронізації опорного квадратурного базису. Така функція може бути записана як поліном 16 степеня:

$$A(z) = \prod_{i=1}^{16} (1 - c_{0,i} z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{16} z^{-16}. \quad (1)$$

В силу симетрії еталонного повного сузір'я QAM-16, серед коефіцієнтів  $a_i$  поліному  $A(z)$  є багато нульових, що суттєво спрощує подальшу математику (хоча і сприяє виникненню певної неоднозначності оптимального рішення). В нашому випадку вигляд поліному  $A(z)$  для еталонного сузір'я за ITU-T V.29 є таким:

$$A(z) = \prod_{i=1}^{16} (1 - c_{0,i} z^{-1}) = 1 - 378z^{-4} - 179647z^{-8} + 15690024z^{-12} + 65610000z^{-16}.$$

Кожен вектор  $v_k$  амплітудно-фазової площини, який відповідає  $k$ -му сигнальному елементу попередньо демодульованого ненормованого сигналу при відсутності синхронізації опорного базису — окремі зірочки сузір'я на рис. 1а, — в результаті подальшого синхронізаційного нормуючого перетворення має бути помноженим на комплексний нормуючий множник  $x$  і утворити такий вектор  $z_k = x \cdot v_k$ , щоб він задовольняв відповідному рівнянню спостереження:  $A(z_k) = 0$ . Проте, через вплив різних чинників в кожному випадку буде мати місце певна нев'язка  $\varepsilon_k$ :  $A(z_k) = \varepsilon_k$ . Таким чином, для еталонного сузір'я QAM-16 за ITU-T V.29 можна записати систему рівнянь:

$$\begin{bmatrix} v_1^{16} & a_4 v_1^{12} & a_8 v_1^8 & a_{12} v_1^4 & a_{16} \\ v_2^{16} & a_4 v_2^{12} & a_8 v_2^8 & a_{12} v_2^4 & a_{16} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_k^{16} & a_4 v_k^{12} & a_8 v_k^8 & a_{12} v_k^4 & a_{16} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x^{16} \\ x^{12} \\ x^8 \\ x^4 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \dots \\ \varepsilon_k \end{bmatrix}, \quad (2)$$

яку можна подати ще й так:

$$\begin{bmatrix} -a_{16} \\ -a_{16} \\ \dots \\ -a_{16} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^{16} & a_4 v_1^{12} & a_8 v_1^8 & a_{12} v_1^4 \\ v_2^{16} & a_4 v_2^{12} & a_8 v_2^8 & a_{12} v_2^4 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_k^{16} & a_4 v_k^{12} & a_8 v_k^8 & a_{12} v_k^4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x^{16} \\ x^{12} \\ x^8 \\ x^4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\varepsilon_1 \\ -\varepsilon_2 \\ \dots \\ -\varepsilon_k \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Матричне рівняння (3) відповідає відомому вигляду рівняння спостереження  $\mathbf{Y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{E}$ , де  $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{16} \\ -a_{16} \\ \dots \\ -a_{16} \end{bmatrix}$  — вектор величин, що мають

спостерігатися в процесі нормування і синхронізації, і є спотвореними шумом  $\varepsilon_k$ ;  $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} v_1^{16} & a_4 v_1^{12} & a_8 v_1^8 & a_{12} v_1^4 \\ v_2^{16} & a_4 v_2^{12} & a_8 v_2^8 & a_{12} v_2^4 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_k^{16} & a_4 v_k^{12} & a_8 v_k^8 & a_{12} v_k^4 \end{bmatrix}$  — прямокутна матриця результатів

поточних перетворень векторів  $v_k$  (що спостерігаються при попередній демодуляції ненормованого несинхронного з опорним базисом сигналу) за допомогою моделі (1) з параметрами  $a_i$ ;  $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^{16} \\ x^{12} \\ x^8 \\ x^4 \end{bmatrix}$  — вектор параметрів моделі процесу нормування і синхронізації, які мають бути оціненими;

$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} -\varepsilon_1 \\ -\varepsilon_2 \\ \dots \\ -\varepsilon_k \end{bmatrix}$  — вектор шуму, який спотворює спостереження.

### Оптимальний вектор параметрів рівняння спостереження

Пошук оптимального вектору  $\mathbf{X}_{opt}$  параметрів моделі процесу нормування і синхронізації відповідає задачі оптимального оцінювання за Калманом [10] з використанням методу найменших квадратів (МНК) для мінімізації середньоквадратичної похибки (СКП) між результатами спостережень (з шумом) і вихідними даними роботи моделі в ідеальних умовах (без шуму),

$$\xi(\mathbf{X}) = \|\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}}\|^2 = \|\mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}\|^2 = (\mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{X})^T (\mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}),$$

$\mathbf{X}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{X}} \{\xi\}$ . Вказана цільова функція є квадратичною відносно аргументу  $\mathbf{X}$  (параметрів моделі) і її єдиний екстремум є мінімумом. Оптимальні значення вектору  $\mathbf{X}_{opt}$  відповідають нульовим значенням часткових похідних цільової функції,  $\frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} \left( (\mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{X})^T (\mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}) \right) = 0$ , що можна переписати так:

$$\frac{\partial (\mathbf{Y}^T \mathbf{Y} - \mathbf{Y}^T \mathbf{H} \mathbf{X} - \mathbf{X}^T \mathbf{H}^T \mathbf{Y} + \mathbf{X}^T \mathbf{H}^T \mathbf{H} \mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} = 0 - \mathbf{H}^T \mathbf{Y} - \mathbf{H}^T \mathbf{Y} + 2\mathbf{H}^T \mathbf{H} \mathbf{X} = 0,$$

$$\mathbf{H}^T \mathbf{H} \mathbf{X} = \mathbf{H}^T \mathbf{Y}.$$

Звідки, після розв'язання матричного рівняння, знаходимо оптимальний вектор параметрів моделі нормування і синхронізації,

$$\mathbf{X}_{opt} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{Y}. \quad (4)$$

З огляду на оптимальне рішення (4), вектор параметрів моделі процесу нормування і синхронізації результатів попередньої демодуляції ненормованого і несинхронного з опорним квадратурним базисом сигналу є таким:

$$\begin{bmatrix} x_{opt}^{16} \\ x_{opt}^{12} \\ x_{opt}^8 \\ x_{opt}^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \begin{bmatrix} -a_{16} \\ -a_{16} \\ \dots \\ -a_{16} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

### Оптимальні параметри процесів нормування і синхронізації

Матричне рівняння (5), яке містить комплексні величини  $x_{opt}^m = |x_{opt}|^m e^{m\phi_{opt}}$  та  $x_k = |x_k| e^{\phi_k}$ , може бути подане у вигляді двох речових рівнянь, з подальшим приведенням їх до невідомих змінних  $|x_{opt}|$  та  $\phi_{opt}$ :

$$\begin{bmatrix} |x_{opt}|^{16} \\ |x_{opt}|^{12} \\ |x_{opt}|^8 \\ |x_{opt}|^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |x_1| \\ |x_2| \\ |x_3| \\ |x_4| \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e^{16\varphi_{opt}} \\ e^{12\varphi_{opt}} \\ e^{8\varphi_{opt}} \\ e^{4\varphi_{opt}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{\varphi_1} \\ e^{\varphi_2} \\ e^{\varphi_3} \\ e^{\varphi_4} \end{bmatrix}, \text{ або } \begin{bmatrix} |x_{opt}| \\ |x_{opt}| \\ |x_{opt}| \\ |x_{opt}| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |x_1|^{\frac{1}{16}} \\ |x_2|^{\frac{1}{12}} \\ |x_3|^{\frac{1}{8}} \\ |x_4|^{\frac{1}{4}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \varphi_{opt} \\ \varphi_{opt} \\ \varphi_{opt} \\ \varphi_{opt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_1 / 16 \\ \varphi_2 / 12 \\ \varphi_3 / 8 \\ \varphi_4 / 4 \end{bmatrix}.$$

Кожна з двох отриманих систем рівнянь має лише одну невідому змінну  $|x_{opt}|$  та  $\varphi_{opt}$ , і забезпечує єдине рішення лише в ідеальному випадку. На практиці такі системи рівнянь, в свою чергу, теж будуть рівняннями спостережень і будуть мати певну нев'язку (наприклад, через наявність адитивного шуму). Отже, такі рівняння слід розглядати у такому вигляді:

$$\begin{bmatrix} |x_1|^{\frac{1}{16}} \\ |x_2|^{\frac{1}{12}} \\ |x_3|^{\frac{1}{8}} \\ |x_4|^{\frac{1}{4}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |x_{opt}| \\ |x_{opt}| \\ |x_{opt}| \\ |x_{opt}| \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{|x|,1} \\ \varepsilon_{|x|,2} \\ \varepsilon_{|x|,3} \\ \varepsilon_{|x|,4} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \varphi_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 16\varphi_{opt} \\ 12\varphi_{opt} \\ 8\varphi_{opt} \\ 4\varphi_{opt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{\varphi,1} \\ \varepsilon_{\varphi,2} \\ \varepsilon_{\varphi,3} \\ \varepsilon_{\varphi,4} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Пошук оптимальних значень  $|x_{opt}|$  та  $\varphi_{opt}$  шляхом мінімізації середнього лінійного значення нев'язок в матричних рівняннях (6) дає такий результат:

$$|x_{opt}| = \frac{1}{4} (|x_1|^{\frac{1}{16}} + |x_2|^{\frac{1}{12}} + |x_3|^{\frac{1}{8}} + |x_4|^{\frac{1}{4}}), \quad \varphi_{opt} = \frac{1}{4} \left( \frac{\varphi_1}{16} + \frac{\varphi_2}{12} + \frac{\varphi_3}{8} + \frac{\varphi_4}{4} \right). \quad (7)$$

Зауважимо, що обчислення кореня степеня  $m$  може бути зведеним до операцій обчислення експоненти від логарифму, поділеного на  $m$ :

$$|x_{opt}|_k = |x_k|^{\frac{1}{m}} = e^{\frac{1}{m} \ln |x_k|}.$$

В разі мінімізації середнього логарифмічного значення нев'язки в першому рівнянні (6), рівняння спостереження і його рішення є такими:

$$\begin{bmatrix} \ln |x_1| \\ \ln |x_2| \\ \ln |x_3| \\ \ln |x_4| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 16 \ln |x_{opt}| \\ 12 \ln |x_{opt}| \\ 8 \ln |x_{opt}| \\ 4 \ln |x_{opt}| \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{|x|,1} \\ \varepsilon_{|x|,2} \\ \varepsilon_{|x|,3} \\ \varepsilon_{|x|,4} \end{bmatrix}, \quad |x_{opt}| = e^{\frac{1}{40} (\ln |x_1| + \ln |x_2| + \ln |x_3| + \ln |x_4|)}.$$

### Результати експериментальної реалізація описаного підходу

В якості прикладу реалізації АРП вхідного сигналу та ФАПЧ несучого колювання (синхронізації опорного квадратурного базису) наведемо результати нормування та корегування фази (повороту) попередньо демодульованого сузір'я  $v_k$  за допомогою визначеного поточного оптимального комплексного множника  $x_{opt} = |x_{opt}| e^{j\varphi_{opt}}$ :  $z_{opt,k} = x_{opt} v_k$ , рис. 2.

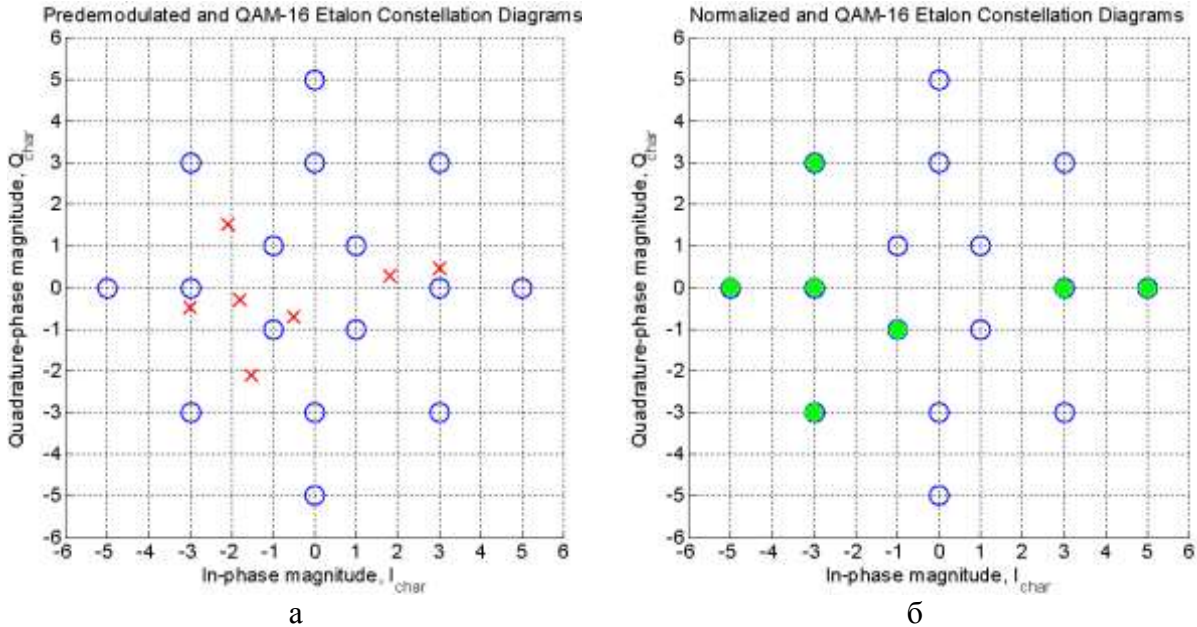


Рис. 2. Приклад сузір'я попередньо демодульованих сигнальних елементів (а) та результатів реалізації процесів АРП та ФАПЧ для приведення його до еталонного сигнального сузір'я QAM-16 за ITU-T V.29 (б):

o — еталонні вектори, x — вектори  $v_k$ , \* — вектори  $z_{opt,k} = x_{opt} \cdot v_k$

### Обговорення результатів

Достатня надійна кількість сигнальних елементів  $k$ , які підлягають попередній демодуляції і відображаються на сузір'ї рис. 2а у вигляді векторів  $v_k$ , а також визначають кількість алгебраїчних рівнянь в матричному рівнянні (3) потребує додаткових досліджень. Як можна бачити з наведених результатів, в нашому випадку було достатньо забезпечити значення  $k = 7$ .

Можлива неоднозначність визначення  $x_{opt} = |x_{opt}| e^{j\varphi_{opt}}$ , а точніше можлива поява похибки  $\Delta\varphi_{opt} = \pm n\pi / 2$  визначення  $\varphi_{opt}$  в силу симетрії амплітудно-фазового сузір'я QAM-16 за ITU-T V.29, яка носить систематичний методичний характер, може бути усунена шляхом перевірки декількох можливих значень  $\varphi_{opt} = \varphi_{opt} \pm n\pi / 2$  для  $n = 0, 1, 2$  при наявності апріорної інформації про данні, що передаються (наприклад, протягом тестової послідовності).

В наших дослідженнях відмінні результати стабільно спостерігалися при відносно малих спотвореннях вхідного сигналу,  $C/Z > 40$  дБ. При бі-

льших спотвореннях метод не є робастним через складну форму цільової функції чим далі від її нулів.

### **Висновок**

Описана математична модель процесів одночасного нормування та синхронізації попередньо демодульованих сигнальних елементів в квадратурному амплітудному демодуляторі та методика пошуку її параметрів з мінімізацією похибок за Калманом забезпечують надійну демодуляцію *QAM* сигналів при використанні високих відносних швидкостей модуляції та якісних каналів зв'язку (з відносно малими спотвореннями).

Питання застосування розглянутого методу для каналів зі спотвореннями більше  $-40$  дБ потребує подальшого дослідження та пошуку належної цільової функції. В ідеальному випадку така функція має відповідати плоскій поверхні з 16 кратерами однакової форми.

### **Перелік посилань**

1. Pat. US8149964 B2, H03D 3/00. Symbol scaling with automatic gain control for wireless communication / Jonathan Sidi, Ketan N. Patel; Qualcomm, Incorporated, San Diego, CA (US). — Apr. 3, 2012. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US8149964.pdf>

2. Lovrich A., Chirayil R. "An All-Digital Automatic Gain Control." Tech. Rep. SPRA081, Digital Signal Processor Products, Semiconductor Group, Texas Instruments. 1997. — TI Inc., <http://www.ti.com/lit/an/spra081/spra081.pdf>

3. Pat. US4574246 A, H03D 3/00. Demodulator with AGC circuit for multi-level quadrature amplitude-modulated carrier wave / Yasuharu Yoshida; Nec Corporation. (Tokyo, Japan). — Mar. 4, 1986. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US4574246.pdf>

4. Pat. US4683578 A, H04L 27/08. Automatic gain control using the extreme points of a constellation / William L. Betts, Edward S. Zuranski; Paradyne Corporation (Largo, Florida). — Jul. 28, 1987. — US Patent, <https://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US4683578.pdf>

5. Pat. US20140198834 A1, H04L 7/00. Bit synchronizer for detecting symbol timing error for high order modulation using a trajectory mid-point rotation and related methods / Daniel Boritzki; Harris Corporation, Florida, (US). — Jun. 17, 2014. — <http://www.google.com/patents/US20140198834>

6. Pat. US6717462 B2, H03D 3/00. QPSK and 16 QAM self-generating synchronous direct downconversion demodulator / Kurt Loheit, James Cooper, Leah Burk, Suzanne Kubasek; The Boeing Company, Chicago, IL (US). — Apr. 6, 2004. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US6717462.pdf>

7. Pat. US4534026 A, H04J 3/06. Normalized error compensator for modems using radial amplitude modulation for multiplexing / Kenneth Martinez, William L. Betts; Paradyne Corporation (Largo, Florida). — Aug. 6, 1985. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US4534026.pdf>

8. Павлов О. І. Оптимізація демодулятора QAM сигналів / О. І. Павлов, О. С. Захарченко // Вісник Національного технічного університету України «КПІ»: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2014. — № 57. — С. 13—22.

9. Recommendation V.29: 9600 bits per second modem standardized for use on point-to-point 4-wire leased telephone-type circuits. — електрон. дані. — режим доступу:



<http://www.itu.int/rec/T-REC-V.29/> — Назва з екрана.

10. Kalman R. E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems / Transactions of the ASME—Journal of Basic Engineering, 82 (Series D): 35-45. Copyright © 1960 by ASME.

### References

1. Pat. US8149964 B2, H03D 3/00. Symbol scaling with automatic gain control for wireless communication / Jonathan Sidi, Ketan N. Patel; Qualcomm, Incorporated, San Diego, CA (US). — Apr. 3, 2012. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US8149964.pdf>

2. Lovrich A., Chirayil R. "An All-Digital Automatic Gain Control." Tech. Rep. SPRA081, Digital Signal Processor Products, Semiconductor Group, Texas Instruments. 1997. — TI Inc., <http://www.ti.com/lit/an/spra081/spra081.pdf>

3. Pat. US4574246 A, H03D 3/00. Demodulator with AGC circuit for multi-level quadrature amplitude-modulated carrier wave / Yasuharu Yoshida; Nec Corporation. (Tokyo, Japan). — Mar. 4, 1986. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US4574246.pdf>

4. Pat. US4683578 A, H04L 27/08. Automatic gain control using the extreme points of a constellation / William L. Betts, Edward S. Zuranski; Paradyne Corporation (Largo, Florida). — Jul. 28, 1987. — US Patent, <https://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US4683578.pdf>

5. Pat. US20140198834 A1, H04L 7/00. Bit synchronizer for detecting symbol timing error for high order modulation using a trajectory mid-point rotation and related methods / Daniel Boritzki; Harris Corporation, Florida, (US). — Jun. 17, 2014. — <http://www.google.com/patents/US20140198834>

6. Pat. US6717462 B2, H03D 3/00. QPSK and 16 QAM self-generating synchronous direct downconversion demodulator / Kurt Loheit, James Cooper, Leah Burk, Suzanne Kubasek; The Boeing Company, Chicago, IL (US). — Apr. 6, 2004. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US6717462.pdf>

7. Pat. US4534026 A, H04J 3/06. Normalized error compensator for modems using radial amplitude modulation for multiplexing / Kenneth Martinez, William L. Betts; Paradyne Corporation (Largo, Florida). — Aug. 6, 1985. — US Patent, <http://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US4534026.pdf>

8. Pavlov O. I. Optymizatsiia demodulirovannogo QAM syhnaliv / O. I. Pavlov, O. S. Zakharchenko // Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu Ukrainy «KPI»: Radiotekhnika. Radioaparatabuduvannia. — 2014. — № 57. — С. 13—22.

9. Recommendation V.29: 9600 bits per second modem standardized for use on point-to-point 4-wire leased telephone-type circuits: <http://www.itu.int/rec/T-REC-V.29/>

10. Kalman R. E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems / Transactions of the ASME—Journal of Basic Engineering, 82 (Series D): 35-45. Copyright © 1960 by ASME.

*Павлов О. І., Захарченко О. С. Нормалізація QAM сигналу за результатами його демодуляції з мінімізацією похибки за Калманом. Сформульовані основні концепції здійснення одночасного АРП вхідного сигналу та ФАПЧ опорного базису квадратурного демодулятора QAM сигналів. Розроблена математична модель процесів нормування та синхронізації попередньо демодульованих сигнальних елементів. Знайдено оптимальне рішення рівняння спостереження з мінімізацією похибок за Калманом. Представлені результати реалізації процесів нормалізації та синхронізації попередньо де-*

модульованих сигнальних елементів в демодуляторі QAM сигналів на прикладі рекомендації ITU-T V.29.

**Ключові слова:** автоматичне регулювання підсилення (АРП), квадратурна амплітудна модуляція (КАМ), демодуляція, синхронізація несучого коливання, синхронізація квадратурного базису, мінімізація похибок за Калманом.

*Павлов О. І., Захарченко О. С. Нормализация QAM сигнала по результатам его демодуляции с минимизацией ошибок по Калману.*

Сформулированы основные концепции осуществления одновременного АРУ входного сигнала и ФАПЧ опорного базиса в квадратурном демодуляторе QAM сигналов. Разработана математическая модель процессов нормирования и синхронизации предварительно демодулированных сигнальных элементов. Найдено оптимальное решение уравнения наблюдения с минимизацией ошибок по Калману. Представлены результаты реализации процессов нормализации и синхронизации предварительно демодулированных сигнальных элементов в демодуляторе QAM сигналов на примере рекомендации ITU-T V.29.

**Ключевые слова:** автоматическая регулировка усиления (АРУ), квадратурная амплитудная модуляция (КАМ), демодуляция, синхронизация несущего колебания, синхронизация квадратурного базиса, минимизация ошибок по Калману.

*Pavlov O. I., Zaharchenko O. S. QAM signal normalization by results of it demodulation with Kalman's error minimization.*

Introduction. The processes of signal processing in the quadrature demodulator, and the problem of input signal AGC and carrier sync PLL are considered for a relatively high speed modulation conditions.

Main part. The basic concepts of the simultaneously implementation of input signal AGC and carrier sync PLL in the QAM demodulator are formulated. Mathematical model of the process of normalization and synchronization pre-demodulated signal elements are designed. Optimal solution of the surveillance equation with minimizing errors by Kalman is found. Results of the implementation process of normalization and synchronization pre-demodulated signal elements in QAM demodulator signals on the example of recommendation ITU-T V.29 are presented. Problem of further research to determine the minimum sufficient number of pre-demodulated signal elements for the implementation of the developed technique is announced.

Conclusions. It is shown that the described mathematic model of process of input signal AGC and reference basis PLL and its solution are providing reliable demodulation of QAM signals with high modulation speed and minimizing errors by Kalman.

**Keywords:** automatic gain control (AGC), quadrature amplitude modulation (QAM), demodulation, synchronization of the carrier signal, sync quadrature basis, minimizing errors by Kalman.