УДК 621.391

О. С. Гавриш, *к.ф.-м.н., доцент*,
О. В. Бурдукова, *аспірант*,
А. О. Іващенко, *аспірант*,
Р. О. Безпалий, *магістр*
Черкаський державний технологічний університет
бул. Шевченка, 460, Черкаси, 18006, Україна

ПОЛІНОМІАЛЬНІ АЛГОРИТМИ ВИМІРЮВАННЯ АМПЛІТУДИ ГАРМОНІЧНОГО СИГНАЛУ З ФЛУКТУЮЧОЮ ЧАСТОТОЮ ПРИ КОГЕРЕНТНОМУ ПРИЙОМІ І АСИМЕТРИЧНО-ЕКСЦЕСНІЙ ЗАВАДІ

В роботі синтезовано алгоритми вимірювання амплітуди гармонічного сигналу з флуктуючою частотою при когерентному прийомі, що приймається на фоні негауссівських завад, які достатньо повно описуються коефіцієнтами асиметрії та ексцесу. Показано, що при нелінійній оцінці обчислювальні алгоритми залежать від кумулянтних коефіцієнтів 3-го та 4-го порядків, що дозволяє враховувати негауссівський характер розподілу адитивної завади.

На основі отриманих поліноміальних алгоритмів можна будувати пристрої вимірювання амплітуди гармонічного сигналу з флуктуючою частотою і відомою початковою фазою при апріорно відомих статистичних параметрах негауссівської завади.

Ключові слова: *амплітуда, флуктуація частоти, гармонічний сигнал, когерентний прийом, негауссівська завада, асиметрично-ексцесна завада, оцінка параметра, метод максимізації полінома, дисперсія, коефіцієнти асиметрії та ексцесу.*

Вступ. При прийомі гармонічного сигналу необхідно враховувати, що його частота може зазнавати випадкові зсуви (флуктуації), які ще називають фазовим шумом [1-3]. Наприклад, якщо на вході супутникового конвертора присутній немодульований синусоїдальний сигнал частотою 4 ГГц, то на його виході повинен виділятися такий же синусоїдальний сигнал з частотою точно 1,15 ГГц. Однак, частота гетеродина конвертора нестала, вона випадково змінюється (флуктує) в певній області навколо номінальної частоти. Таким чином, в довільний момент часу миттєва частота вихідного сигналу буде знаходитися в смузі шириною, наприклад, 10 МГц с центральною частотою 1,15 ГГц [2]. Крім фазового шуму [3] неодмінно буде присутня адитивна завада, що також негативно впливає на якість прийому сигналу, зокрема на точність оцінки його параметрів.

В більшості робіт, наприклад [4], припускається, що адитивна завада має нормальний (гауссівський) закон розподілу. Проте „зручна" гіпотеза гауссовості завади не завжди отримує експерементальне підтвердження, і як наслідок, її використання приводить до неоптимального прийому. В даній роботі пропонується синтезувати нелінійний алгоритм оцінювання параметру гармонічного сигналу з флуктуючою частотою, що оптимальний для певного класу негауссівських завад, які за своїми стохастичними властивостями близькі до гауссівських. В роботі розглядається випадок когерентного прийому сигналу, при якому використовуються відомості про початкову фазу сигналу.

Постановка задачі. Припустимо, що існує вибірка $\vec{X}=\{x_1,x_2,\ldots x_n\}$ обсягом n незалежних неоднаково розподілених значень із генеральної сукупності значень випадкової величини ξ_v виду

$$\xi_v = S_v + n_v, \quad v=\overline{1,n} \qquad (1)$$

де n_v – негауссівська завада, яка описується кінцевою послідовністю кумулянтів χ_2, χ_3, χ_4. Згідно з класифікацією, наведеною в роботі [5, 6], така завада називається асиметрично-ексцесною випадковою величиною.

У виразі (1) перший доданок S_v – корисний гармонічний сигнал виду

$$S_v = A\cdot\cos\left[(\omega_0+\Delta)\cdot\delta\cdot v+\varphi_0\right]. \qquad (2)$$

Частота ω і початкова фаза φ_0 є відомими параметрами, Δ – флуктуація частоти, яка має гаусівський закон розподілу з параметрами (0; σ^2). У виразі (2) множник δv характеризує моменти часу спостереження, в якому величина δ – крок дискретизації, що вибирається згідно з теоремою Котельникова, а v – номер вибіркового значення, причому $v=\overline{1,n}$.

Метою роботи є синтез поліноміальних алгоритмів оцінки амплітуди гармонічного сигналу A, оптимальних при асиметрично-ексцесній заваді.

Математичні моделі сигналів та завад. Знайдемо початкові моменти випадкової величини S_v.

$$\alpha_{iv}=E\cdot\{\cos[(w_0+\Delta)\delta v+\varphi_0]\}^i, \qquad (3)$$

де E – символ математичного сподівання.

Згідно визначення математичного сподівання [8]:

$$E\eta=\int_{-\infty}^{+\infty}x\rho_\eta(x)dx, \qquad (4)$$

де $\rho_\eta(x)$ – щільність розподілу випадкової величини η.

Тоді початковий момент першого порядку дорівнює

$$\alpha_{1v}=ES_v=E\{\cos[(\omega_0+\Delta)\delta v+\varphi_0]\}. \qquad (5)$$

Використавши формулу Ейлера

$$\cos a=\frac{e^{ja}+e^{-ja}}{2},$$

Маємо :

$$\begin{aligned}\alpha_{iv}&=\frac{1}{2}\cdot E\{\exp[j(\omega_0+\Delta)\delta v+\varphi_0]+\\&+\exp[-j((\omega_0+\Delta)\delta v+\varphi_0)]\}=\\&=\frac{1}{2}\cdot e^{j(\omega_0\delta v+\varphi_0)}\cdot E\{e^{j\Delta\delta v}\}+\\&+\frac{1}{2}\cdot e^{-j(\omega_0\delta v+\varphi_0)}\cdot E\{e^{-\imath\Delta\delta v}\}.\end{aligned} \qquad (6)$$

Легко помітити, що у виразі (6) множник

$$E\{e^{j\Delta\delta v}\}=\int_{-\infty}^{\infty}e^{jy\delta v}p_\Delta(y)dy=f(\delta v) \qquad (7)$$

представляє собою характеристичну функцію.

Для випадкової величини з нормальним розподілом зі щільністю

$$p_\Delta(y)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left\{-\frac{(y-a)^2}{2\sigma^2}\right\}$$

характеристична функція має вид [7]:

$$f(t)=\exp\left\{jat-\frac{\sigma^2t^2}{2}\right\}.$$

При $a=0$:

$$E\{e^{j\Delta\delta v}\}=f(\delta v)=e^{\frac{-\sigma^2\delta^2v^2}{2}}.$$

Очевидно, що

$$Ee^{-j\Delta\delta v}=f^*(\delta v)=e^{\frac{-\sigma^2\delta^2v^2}{2}}, \qquad (8)$$

де $f^*(\delta v)$ – спряжена характеристична функція.

Отже, маємо:

$$\begin{aligned}\alpha_{1v}&=\frac{1}{2}e^{j(\omega_0\delta v+\varphi_0)}e^{\frac{-\sigma^2\delta^2v^2}{2}}+\\&+\frac{1}{2}e^{-j(\omega_0\delta v+\varphi_0)}e^{\frac{-\sigma^2\delta^2v^2}{2}}=\\&=\frac{1}{2}e^{-\frac{\sigma^2\delta^2v^2}{2}}\left[e^{j(\omega_0\delta v+\varphi_0)}+e^{-j(\omega_0\delta v+\varphi_0)}\right]\end{aligned}$$

Використавши формули

$$e^{j\imath a}=\cos a+j\sin a;$$

$$e^{-ja}=\cos a-j\sin a,$$

отримаємо кінцевий вираз для початкового моменту 1-го порядку

$$\alpha_{1v}=e^{\frac{-\sigma^2\delta^2v^2}{2}}\cos(\omega_0\delta v+\varphi_0). \qquad (9)$$

Аналогічно можна знайти початкові моменти більш високих порядків. Маємо:

$$\alpha_{2v}=\frac{1}{2}+\frac{1}{2}e^{-2\sigma^2\delta^2v^2}\cos 2(\omega_0\delta v+\varphi_0), \qquad (10)$$

$$\begin{aligned}\alpha_{3v}&=\frac{3}{4}e^{\frac{-\sigma^2\delta^2v^2}{2}}\cos(\omega_0\delta v+\varphi_0)+\\&+\frac{1}{4}e^{\frac{-9\sigma^2\delta^2v^2}{2}}\cos 3(\omega_0\delta v+\varphi_0),\end{aligned} \qquad (11)$$

$$\begin{aligned}\alpha_{4v}&=\frac{3}{8}+\frac{1}{2}e^{-2\sigma^2\delta^2v^2}\cos 2(\omega_0\delta v+\varphi_0)+\\&+\frac{1}{8}e^{-8\sigma^2\delta^2v^2}\cos 4(\omega_0\delta v+\varphi_0).\end{aligned} \qquad (12)$$

Для спрощення запису виразів (9)-(12) введемо позначення

$$b=\exp\{-\frac{\sigma^2\delta^2v^2}{2}\},\quad \cos\alpha=\cos(\omega_0\delta v+\varphi_0).$$

Тоді, враховуючи амплітуду гармонічного сигналу A, початкові моменти випадкової величини S_v запишуться у вигляді

$$\alpha_{1v}=Ab\cos\alpha,\qquad \alpha_{2v}=\frac{A^2}{2}(1+b^4\cos 2\alpha),$$

$$\alpha_{3v}=\frac{A^3}{4}(3b\cos\alpha+b^9\cos 3\alpha),$$

$$\alpha_{4v} = \frac{A^4}{8}(3 + 4b^4 \cos 2\alpha + b^{16} \cos 4\alpha).$$

Легко показати, що початкові моменти для випадкової величини виду (1) запишуться у вигляді [8]

$$m_{1v} = \alpha_{1v}; \quad m_{2v} = \alpha_{2v} + \chi_2;$$

$$m_{3v} = \alpha_{3v} + 3\alpha_{1v}\chi_2 + \chi_2^{1,5}\gamma_3; \qquad (13)$$

$$m_{4v} = \alpha_{4v} + 6\alpha_{2v}\chi_2 + 4\alpha_{1v}\chi_2^{1,5}\gamma_3 + \chi_2^2(\gamma_4 + 3).$$

де $\gamma_q = \chi_q \chi_2^{-0,5q}$, $q = 3{,}4$ – кумулянтні коефіцієнти, які відповідно мають назву коефіцієнтів асиметрії та ексцесу.

Використовуючи початкові моменти виду (13), можна легко знайти вирази для центрованих корелянтів випадкової величини ξ_v

$$F_{(1,1)v} = \frac{A^2}{2}(1 + b^4 \cos 2\alpha - 2b^2 \cos^2 \alpha) + \chi_2;$$

$$F_{(1,2)v} = F_{(2,1)v} = \frac{A^3}{4}(b\cos\alpha + b^9 \cos 3\alpha - -2b^5 \cos\alpha \cos 2\alpha) + 2Ab\cos\alpha\chi_2 + \chi_2^{1,5}\gamma_3; \qquad (14)$$

$$F_{(2,2)v} = \frac{A^4}{8}(1 + b^{16} \cos 4\alpha - 2b^8 \cos^2 2\alpha) + + 2A^2\chi_2(1 + b^4 \cos 2\alpha) + 4Ab\cos\alpha\chi_2^{1,5}\gamma_3 + + \chi_2^2(\gamma_4 + 2).$$

Для обчислення оптимальних вагових коефіцієнтів рівнянь максимізації поліному також необхідні вирази похідних від початкових моментів по амплітуді гармонічного сигналу А.

$$\frac{d}{dA} m_{1v}(A) = b\cos\alpha;$$

$$\frac{d}{dA} m_{2v}(A) = A(1 + b^4 \cos 2\alpha). \qquad (15)$$

Результати роботи. Відповідно з методом максимізації поліному [5] оцінка амплітуди гармонічного сигналу A при ступені полінома $s = 1$ знаходиться з розв'язку рівняння

$$\sum_{v=1}^{n} k_{1v}(A)(x_v - m_{1v}(A))\Big|_{A=\hat{A}} = 0, \qquad (16)$$

де ваговий коефіцієнт $k_{1v}(A)$ знаходиться з розв'язку лінійного алгебраїчного рівняння виду

$$k_{1v}(A)F_{(1,1)v}(A) = \frac{d}{dA} m_{1v}(A). \qquad (17)$$

Тоді, використовуючи вирази (14) і (15) легко показати, що коефіцієнт $k_{1v}(A)$ дорівнює

$$k_{1v}(A) = \frac{b\cos\alpha}{\frac{A^2}{2}(1 + b^4 \cos 2\alpha - 2b^2 \cos^2 \alpha) + \chi_2}. \qquad (18)$$

Підставляючи коефіцієнт виду (18) в рівняння максимізації поліному (16), отримаємо рівняння, з розв'язку якого знаходиться оцінка параметра А чисельними методами

$$\sum_{v=1}^{n} \frac{b\cos\alpha(x_v - Ab\cos\alpha)}{\frac{A^2}{2}(1 + b^4 \cos 2\alpha - 2b^2 \cos^2 \alpha) + \chi_2}\Big|_{A=\hat{A}} = 0.$$

Отримане рівняння залежить від параметрів гармонічного сигналу і від дисперсії завади χ_2 і не залежить від кумулянтних коефіцієнтів γ_3, γ_4 і т.д., відповідно не враховує негаусовості розподілу завади.

Рівняння максимізації полінома при $s = 2$ для знаходження оцінки амплітуди гармонічного сигналу А запишеться у вигляді

$$\sum_{v=1}^{n} k_{1v}(A)(x_v - m_{1v}(A)) + + \sum_{v=1}^{n} k_{2v}(A)(x_v^2 - m_{2v}(A))\Big|_{A=\hat{A}} = 0, \qquad (19)$$

де вагові коефіцієнти $k_{1v}(A)$ і $k_{2v}(A)$ знаходяться з сумісного розв'язку двох лінійних алгебраїчних рівнянь виду

$$k_{1v}(A)F_{(1,1)v}(A) + k_{2v}(A)F_{(1,2)v}(A) = \frac{d}{dA} m_{1v}(A) \qquad (20)$$

$$k_{1v}(A)F_{(1,2)v}(A) + k_{2v}(A)F_{(2,2)v}(A) = \frac{d}{dA} m_{2v}(A)$$

Використовуючи центровані корелянти $F_{(i,j)v}(A)$ виду (14), а також вирази для похідних виду (15), знаходимо методом Крамера вирази для шуканих вагових коефіцієнтів

$$k_{1v}(A) = \frac{1}{\Delta_2}\left(\frac{A^4}{4} a_{41} + A\chi_2^{\frac{3}{2}}\gamma_3 a_{11} + + \chi_2^2(2b\cos\alpha + b\cos\alpha\gamma_4)\right), \qquad (21)$$

$$k_{2v}(A) = \frac{1}{\Delta_2}\left(\frac{A^3}{4} a_{32} + A\chi_2 a_{12} - b\cos\alpha\chi_2^{\frac{3}{2}}\gamma_3\right)$$

де головний визначник системи алгебраїчних рівнянь має вигляд

$$\Delta_2 = \frac{1}{16} A^6 a_{60} + A^4 \chi_2 a_{40} + A^3 \chi_2^{\frac{3}{2}} \gamma_3 a_{30} + + A^2 \chi_2^2 a_{20} + \chi_2^3(2 - \gamma_3^2 + \gamma_4). \qquad (22)$$

Для спрощення запису введені позначення, в яких кожний індекс складається з двох цифр, перша цифра індексу вказує на степінь амплітуди, друга – на приналежність до певного коефіцієнта, цифра 0 використовується для позначення елементів головного визначника системи рівнянь

$$a_{60} = b^{20}\cos 2\alpha\cos 4\alpha - 2b^{18}\cos^2\alpha\cos 4\alpha + $$
$$+ b^{16}\cos 4\alpha + 4b^{14}\cos 3\alpha\cos\alpha\cos 2\alpha -$$
$$- 2b^{10}\cos\alpha\cos 3\alpha + 4b^{6}\cos^2\alpha\cos 2\alpha -$$
$$- b^{18}\cos^2 3\alpha - 3b^2\cos^2\alpha + b^4\cos 2\alpha -$$
$$- 2b^8\cos^2 2\alpha - 2b^{12}\cos^3 2\alpha + 1;$$

$$a_{40} = (\frac{1}{8}b^{16}\cos 4\alpha + 2b^4\cos 2\alpha + 3b^2\cos^2\alpha +$$
$$+ \frac{3}{4}b^8\cos^2 2\alpha - b^{10}\cos\alpha\cos 3\alpha + \frac{9}{8});$$

$$a_{30} = 3b^5\cos 2\alpha\cos\alpha - \frac{1}{2}b^9\cos 3\alpha -$$
$$- 4b^3\cos^3\alpha + \frac{3}{2}b\cos\alpha;$$

$$a_{20} = 3 + \frac{1}{2}\gamma_4 - 6b^2\cos^2\alpha + 3b^4\cos 2\alpha -$$
$$- b^2\cos^2\alpha\gamma_4 + \frac{1}{2}b^4\cos 2\alpha\gamma_4.$$

Множники першого коефіцієнта

$$a_{41} = b^{17}\cos\alpha\cos 4\alpha - \frac{1}{2}b\cos\alpha - b^9\cos 3\alpha -$$
$$- b^{13}\cos 3\alpha\cos 2\alpha + b^9\cos\alpha\cos^2 2\alpha +$$
$$+ b^5\cos\alpha\cos 2\alpha;$$
$$a_{11} = 4b^2\cos^2\alpha - 1 - b^4\cos 2\alpha .$$

Множники другого коефіцієнта

$$a_{32} = 2b^8\cos^2 2\alpha + 4b^4\cos 2\alpha - 5b^2\cos^2\alpha +$$
$$+ 2 - 2b^6\cos^2\alpha\cos 2\alpha - b^{10}\cos\alpha\cos 3\alpha;$$
$$a_{12} = b^4\cos 2\alpha + 1 - 2b^2\cos^2\alpha .$$

Підставляючи вагові коефіцієнти (21) в початкове рівняння (19) і, розв'язуючи його відносно параметра A, можна знайти остаточний вираз для оцінки, оптимальної в класі поліноміальних перетворень другого ступеня.

$$\begin{aligned}
&\sum_{v=1}^{n}(\frac{1}{\Delta_2}(\frac{A^4}{4}(b^{17}\cos\alpha\cos 4\alpha - \frac{1}{2}b\cos\alpha - b^9\cos 3\alpha - b^{13}\cos 3\alpha\cos 2\alpha + b^9\cos\alpha\cos^2 2\alpha +\\
&+ b^5\cos\alpha\cos 2\alpha) + A\chi_2^{1,5}\gamma_3(4b^2\cos^2\alpha - 1 - b^4\cos 2\alpha) + \chi_2^2(2b\cos\alpha + b\cos\alpha\gamma_4)))(x_v - Ab\cos\alpha) +\\
&+ \sum_{v=1}^{n}\frac{1}{\Delta_2}[\frac{A^3}{4}(2b^8\cos^2 2\alpha + 4b^4\cos 2\alpha - 5b^2\cos^2\alpha + 2 - 2b^6\cos^2\alpha\cos 2\alpha - b^{10}\cos\alpha\cos 3\alpha) +\\
&+ A\chi_2(b^4\cos 2\alpha + 1 - 2b^2\cos^2\alpha) - b\cos\alpha\chi_2^{1,5}\gamma_3](x_v^2 - \frac{A^2}{2}(1 + b^4\cos 2\alpha) - \chi_2)\Big|_{A=\hat{A}} = 0.
\end{aligned} \tag{23}$$

Рівняння максимізації поліному при степені $s = 2$ виду (23) на відмінну від рівняння при степені $s = 1$ додатково залежить від коефіцієнтів асиметрії γ_3 та ексцесу γ_4, тобто оцінка параметра A враховує тонку структуру завади у вигляді кінцевої послідовності кумулянтних коефіцієнтів.

Висновки. Лінійні (відносно вибіркових значень) алгоритми вимірювання амплітуди гармонічного сигналу з флуктуючою частотою і когерентному прийомі є оптимальними для адитивної гауссівської завади. Квадратичний алгоритм вимірювання амплітуди гармонічного сигналу, отриманий за допомогою методу максимізації поліному, дозволяє враховувати негауссівський характер розподілу адитивної завади у вигляді кумулянтних коефіцієнтів 3-го та 4-го порядків, що в кінцевому підсумку приведе до підвищення точнісних характеристик цього алгоритму.

Список літератури

1. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем / Ю.С. Лезин. – М. : Радио и связь, 1986. – 280 с.
2. http://roks.com.ua/ru/faq/television/page548/ – Что такое фазовый шум конвертора и какова его допустимая величина?
3. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже –120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. – №5, 2009. – С.139–146.
4. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. – М. : Радио и связь, 1992. – 304 с.
5. Кунченко Ю.П. Полиномиальные оценки параметров близких к гауссовским случайных величин. Часть 1. Стохастические полиномы, их свойства и применение для нахождения оценок параметров. – Черкассы: ЧИТИ, 2001. – 133 с.

6. Kunchenko Yu. Polynomial parameter estimations of close to Gaussian random variables / Yuriy Kunchenko. – Germany, Aachen : Shaker Verlag, 2002. – 396 p.
7. Справочник по теории вероятностей и математической статистике / В.С. Королюк, Н.И. Портенко, А.В. Скороход, А.Ф. Турбин. – М. : Наука, 1985. – 640 с.
8. Малахов А.Н. Кумулянтный анализ негауссовских случайных процессов и их преобразований. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.

References

1. Lezin, Yu.S. (1986), *Introduction to the theory and technique of radio systems.* Moscow: Radio i svyaz' [in Russian].
2. http://roks.com.ua/ru/faq/television/page548/ – *What is a phase noise of the converter and what is his allowable value?*
3. Belchikov S. (2009) 'Phase noise: how to get down below -120 dBc / Hz at 10 kHz offset in the frequency range up to 14 GHz, or the struggle for decibels', *Components & Technologies*, 5, pp. 139–146 [in Russian].
4. Sosulin, Yu. G. (1992), *Theoretic bases of radiolocation and radionavigation*. Moscow: Radio i svyaz', 304 p. [in Russian].
5. Kunchenko, Yu. P. (2001), *Polynomial estimations of parameters of close to Gaussian random variables. Part 1. Stochastic polynomials, their properties and application for parameters estimations*. Cherkassy: CHITI, 133 p. [in Russian].
6. Kunchenko, Yu. (2002), *Polynomial parameter estimations of close to Gaussian random variables*. Germany, Aachen: Shaker Verlag, 396 p.
7. Korolyuk, V.S., Portenko, N.I., Skorohod, A.V., Turbin, A.F. (1985) *Handbook of Probability Theory and Mathematical Statistics*. M.: Nauka, 640 p. [in Russian].
8. Malahov, A.N. (1978) *Cumulant analysis of the non-Gaussian random processes and their transformations*. M.: Sov. radio, 376 p. [in Russian].

O. S. Havrysh, *Ph.D., associate professor,*
O. V. Burdukova, *Ph.D.,*
A. O. Ivashchenko, *Ph.D.,*
R. O. Bezpaliy, *student*
Cherkasy State Technological University
Shevchenko blvd, 460, Cherkasy, 18006, Ukraine

POLYNOMIAL ALGORITHMS FOR MEASUREMENT OF THE AMPLITUDE OF A HARMONIC SIGNAL WITH FLUCTUATED FREQUENCY AND COHERENT DETECTION AT SKEWNESS-KURTOSIS INTERFERENCE

The important task while remote probing is to measure amplitude of a harmonic signal. Herewith frequency of the signal might randomly change (fluctuate) within the specification limits of rated frequency. Desired signal may be received in admixture with additive noise with non-Gaussian distribution.

The purpose of the workis to synthesize polynomial estimation algorithms of amplitude of a harmonic signal with fluctuated frequency, which are optimal in a skewness-kurtosis noise results. Computational algorithms for amplitude measurement are proceed through to polynomial maximization method. Non-Gaussian interference is described by the finite sequence of cumulants with a priory known quantity.

In this article mathematical model, which consider both Gaussian fluctuated frequency and non-Gaussian coherent detection additive interference properties are proposed. Both linear and quadratic amplitude of a harmonic signal with fluctuated frequency measurement algorithms are synthesized. It is shown, that the difference between the algorithms goes in the fact, that the higher polynomial processing degree gives more complete consideration of non-Gaussian properties of the additive interference.

Obtained results allow us to construct more accurate measuring set for amplitude of a harmonic signal, which considers fluctuated frequency.

Key words: *amplitude, frequency fluctuation, harmonic signal, coherent detection, non-Gaussian interference, skewness-kurtosis interference, parameter estimation, polynomial maximization method, dispersion, coefficient of skewness-kurtosis.*

Рецензенти: Ю.Г. Лега, д.т.н., професор,
В.В. Палагін, д.т.н., професор