

Є. В. Пелешок, С. І. Вовк, Х. І. Соловей

Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

## МЕТОДИКА СИНТЕЗУ ПІДОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМУ РОЗДІЛЕННЯ-ДЕМОДУЛЯЦІЇ ДВОХ ВЗАЄМНО НЕОРТОГОНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ QPSK

**Анотація.** Метою роботи є підвищення завадозахищеності прийому (демодуляції) корисного ЦС з QPSK в умовах впливу потужної подібної завади. **Постановка задачі.** Розробити правило прийняття рішення про переданий ДП корисного ЦС з QPSK в умовах впливу потужної QPSK-завади. **Результати.** В статті представлено синтез підоптимального алгоритму демодуляції двох синхронних взаємно неортогональних цифрових сигналів з QPSK-модуляцією. За відсутності завади даний алгоритм вироджується в класичну когерентну демодуляцію цифрового сигналу з QPSK. При суттєвому перевищенні миттєвої потужності завади над миттєвою потужністю корисного цифрового сигналу з QPSK завадозахищеність прийому останнього наближається до завадозахищеності прийому в каналі з адитивним білим гаусівським шумом без завади. **Висновок.** Даний алгоритм демодуляції може використовуватися при розробці модемних компенсаторів, що забезпечують повторне використання частотного ресурсу, а також при розробці перспективних завадозахищених засобів радіозв'язку.

**Ключові слова:** QPSK-модуляція, BPSK-модуляція, цифровий сигнал, демодуляція, взаємно неортогональний сигнал.

### Вступ

**Актуальність теми.** При розробці сучасних радіозасобів нагальною залишається проблема надійного прийому цифрового сигналу (ЦС) в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу, завмирань, багатопроменевості, доплерівських зсувів частоти, впливу різноманітних структурних завад. Тому актуальним в межах зазначеної проблеми є пошук шляхів ефективного використання радіочастотного ресурсу та демодуляції корисних ЦС в умовах впливу навмисних або ненавмисних завад включаючи подібні за структурою до корисного сигналу.

Слід також зазначити, що забезпечити захист цифрових ліній військового або цивільного радіозв'язку від великого різноманіття потужних завад з використанням будь-якого одного методу очевидно, неможливо. У зв'язку з цим виникає необхідність серед множини технічних методів боротьби з завадами вибирати деяку раціональну їх сукупність, що забезпечуватиме виконання сучасних вимог до завадозахищеності цифрових ліній радіозв'язку спеціального призначення.

**Новизна теми.** Синтезований підоптимальний алгоритм демодуляції двох взаємно неортогональних ЦС з QPSK є певним подальшим розвитком статистичної теорії демодуляції дискретних сигналів.

Відмінною особливістю даного алгоритму від загальновідомої класичної когерентної демодуляції сигналу з QPSK, що визначає його наукову новизну є наявність у вхідному спостереженні, крім корисного сигналу з QPSK та адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ), подібної за своєю структурою до корисного сигналу завади.

**Практична цінність теми.** Значення вирішеної задачі для практики полягає в доведенні принципової можливості розробки, на основі синтезованого правила прийняття рішення про переданий дискретний параметр, функціональної схеми когерентного демодулятора корисного ЦС з QPSK в

умовах впливу QPSK-завади.

**Метою роботи** є підвищення завадозахищеності прийому (демодуляції) корисного ЦС з QPSK в умовах впливу потужної подібної завади.

**Постановка задачі.** Маємо канал радіозв'язку з постійними (повільно змінними) параметрами в порівнянні з тривалістю тактового інтервалу та АБГШ;

- вхідне спостереження – корисний ЦС з QPSK в умовах адитивного впливу потужної подібної завади;

- критерій оптимальності – мінімум середньої ймовірності помилки на біт при визначенні стану дискретного параметра (ДП) корисного ЦС.

Треба розробити правило прийняття рішення про переданий ДП корисного ЦС з QPSK в умовах впливу потужної QPSK-завади.

### Виклад основного матеріалу

Відомо, що найгіршою завадостійкістю розділення-демодуляції взаємно неортогональних цифрових сигналів з переривчастим випромінюванням виявляється тоді, коли їх миттєві потужності відрізняються несуттєво (орієнтовано в межах 3 дБ для сигналів BPSK, QPSK). Складність оптимальних алгоритмів багатокористувацького детектування, що синтезуються методами статистичної теорії розділення цифрових сигналів експоненціально зростає в залежності від кількості сигналів, що підлягають розділенню [1,4].

Розглянемо модель спостереження у вигляді двох взаємно неортогональних QPSK-сигналів:

$$y_t = (-1)^{r_1} A_1 \cos \omega t + (-1)^{r_2} A_1 \sin \omega t + (-1)^{r_3} \times \\ \times A_2 \cos(\omega t + \varphi) + (-1)^{r_4} A_2 \sin(\omega t + \varphi) + n(t), \quad (1)$$

де  $r_{1...4} \in \{0,1\}$  – інформаційні дискретні параметри (ДП) малопотужного ( $r_{1,2}$ ) і потужного ( $r_{3,4}$ ) QPSK-сигналу;  $n(t)$  – адитивний білий гаусівський шум;  $k = 1, 2, 3, \dots$  – номер інформаційного тактового ін-

тервалу;  $A_1$  – амплітуда 1-го QPSK-сигналу;  $A_2$  – амплітуда 2-го QPSK-сигналу.

Для прозорості пояснень будемо вважати, що сигнали синхронні за тактовими точками та інформаційні тактові інтервали  $T$  – співпадають.

В [1] наведено загальне правило прийняття рішення (ППР) задачі розділення 4-х сигналів двійкової ФМ, синхронних за тактовими точками оптимальних за критерієм мінімуму імовірності помилки ДП. Виходячи з моделі спостереження, розроблене ППР представлено таким чином:

$$\begin{aligned} \eta_1^* = & \text{rect} \left\{ - \left\{ \text{sh} \left[ b_1 - 2(-R_{12} - R_{13} - R_{14}) \right] \times \right. \right. \\ & \times \exp \left[ -b_2 - b_3 - b_4 - 2(R_{23} + R_{24} + R_{34}) \right] + \\ & + \text{sh} \left[ b_1 - 2(-R_{12} - R_{13} + R_{14}) \right] \times \\ & \times \exp \left[ -b_2 - b_3 + b_4 - 2(-R_{23} - R_{24} - R_{34}) \right] + \\ & + \text{sh} \left[ b_1 - 2(-R_{12} + R_{13} - R_{14}) \right] \times \\ & \times \exp \left[ -b_2 + b_3 - b_4 - 2(-R_{23} + R_{24} - R_{34}) \right] + \\ & + \text{sh} \left[ b_1 - 2(-R_{12} + R_{13} + R_{14}) \right] \times \\ & \times \exp \left[ -b_2 + b_3 + b_4 - 2(-R_{23} - R_{24} + R_{34}) \right] + \\ & + \text{sh} \left[ b_1 - 2(R_{12} - R_{13} - R_{14}) \right] \times \\ & \times \exp \left[ b_2 - b_3 - b_4 - 2(-R_{23} - R_{24} + R_{34}) \right] + \\ & + \text{sh} \left[ b_1 - 2(R_{12} - R_{13} + R_{14}) \right] \times \\ & \times \exp \left[ b_2 - b_3 + b_4 - 2(-R_{23} + R_{24} - R_{34}) \right] + \\ & + \text{sh} \left[ b_1 - 2(R_{12} + R_{13} - R_{14}) \right] \times \\ & \times \exp \left[ b_2 + b_3 - b_4 - 2(R_{23} - R_{24} - R_{34}) \right] + \\ & \left. \left. + \text{sh} \left[ b_1 - 2(R_{12} + R_{13} + R_{14}) \right] \times \right. \right\} \\ & \times \exp \left[ b_2 + b_3 + b_4 - 2(R_{23} + R_{24} + R_{34}) \right] \left. \right\}, \end{aligned} \quad (2)$$

де  $\text{rect}(x \geq 0) = 1$ ;  $\text{rect}(x < 0) = 0$ .

Згідно моделі спостереження (1):

$$b_1 = \frac{2A_1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \cos \omega t dt; \quad b_2 = \frac{2A_1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \sin \omega t dt;$$

$$b_3 = \frac{2A_2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \cos(\omega t + \varphi) dt;$$

$$b_4 = \frac{2A_2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \sin(\omega t + \varphi) dt; \quad R_{12} = R_{34} = 0;$$

$$R_{13} = \frac{A_1 A_2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos \omega t \cos(\omega t + \varphi) dt;$$

$$R_{14} = \frac{A_1 A_2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos \omega t \sin(\omega t + \varphi) dt;$$

$$R_{23} = \frac{A_1 A_2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \sin \omega t \cos(\omega t + \varphi) dt.$$

Перетворимо аргумент ППР (2) в суму добутоків функцій  $\text{sh}(\cdot)$ ,  $\text{ch}(\cdot)$  та поділимо на невід'ємний добуток вигляду:

$$K = \text{ch}(b_1) \text{ch}(b_2) \text{ch}(b_3) \text{ch}(b_4) \text{ch}(2R_{12}) \times \\ \times \text{ch}(R_{13}) \text{ch}(2R_{14}) \text{ch}(R_{23}) \text{ch}(2R_{24}) \text{ch}(R_{34}).$$

В результаті, для першого ДП отримуємо ППР в виді:

$$\eta_1^* = \text{rect} \left\{ - \left[ K_0 \text{th} b_1 + K_{12} \text{th} b_2 + K_{13} \text{th} b_3 + \right. \right. \\ \left. \left. + K_{14} \text{th} b_4 + K_R \text{th} b_2 \text{th} b_3 \text{th} b_4 + K_{34} \text{th} b_1 \text{th} b_3 \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \text{th} b_4 + K_{24} \text{th} b_1 \text{th} b_2 \text{th} b_4 + K_{23} \text{th} b_1 \text{th} b_2 \text{th} b_3 \right] \right\}. \quad (3)$$

В (3) коефіцієнти при функціях  $\text{th}(\cdot)$  мають вид [1]:

$$K_0 = 1 + \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24}) > 0;$$

$$K_{12} = \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{23}) + \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{24});$$

$$K_{13} = -\text{th}(2R_{13}) - \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24});$$

$$K_{14} = -\text{th}(2R_{14}) - \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24});$$

$$K_{23} = -\text{th}(2R_{23}) - \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{24});$$

$$K_{24} = -\text{th}(2R_{24}) - \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23});$$

$$K_{34} = \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14}) + \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24});$$

$$K_R = \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{24}) + \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23}).$$

Введемо припущення, що спростують. Наприклад, якщо другий сигнал суттєво потужніший другого, то опосередкований вплив першого самого на себе через другий спростуємо (спростуємо в ППР всі компоненти, містять  $\text{th} b_2$ . Тоді:

$$\begin{aligned} \eta_1^* = & \text{rect} \left\{ - \left[ \begin{array}{l} K_0 \text{th} b_1 + K_{13} \text{th} b_3 + K_{14} \text{th} b_4 + \\ + K_{34} \text{th} b_1 \text{th} b_3 \text{th} b_4 \end{array} \right] \right\} = \\ = & \text{rect} \left\{ - \left[ \begin{array}{l} \text{th} b_1 + \frac{K_{34}}{K_0} \text{th} b_1 \text{th} b_3 \text{th} b_4 + \\ + \frac{K_{13}}{K_0} \text{th} b_3 + \frac{K_{14}}{K_0} \text{th} b_4 \end{array} \right] \right\} = \\ = & \text{rect} \left\{ - \left[ \begin{array}{l} \text{th} b_1 \left( 1 + \frac{K_{34}}{K_0} \text{th} b_3 \text{th} b_4 \right) + \\ + \frac{K_{13}}{K_0} \text{th} b_3 + \frac{K_{14}}{K_0} \text{th} b_4 \end{array} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Перетворимо коефіцієнти при  $\text{th} b_{1,2,3}$ :

$$\begin{aligned} \frac{K_{34}}{K_0} = & \frac{\text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14}) + \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24})}{1 + \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24})} = \\ = & \text{th} \left[ \begin{array}{l} \text{Arth}(\text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14})) + \\ + \text{Arth}(\text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24})) \end{array} \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{K_{13}}{K_0} = & \frac{-\text{th}(2R_{13}) - \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24})}{1 + \text{th}(2R_{13}) \text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24})} = \\ = & -\text{th} \left[ 2R_{13} + \text{Arth}(\text{th}(2R_{14}) \text{th}(2R_{23}) \text{th}(2R_{24})) \right]; \end{aligned}$$

$$K_{14}/K_0 = \frac{-\operatorname{th}(2R_{14}) - \operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}(2R_{23})\operatorname{th}(2R_{24})}{1 + \operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}(2R_{14})\operatorname{th}(2R_{23})\operatorname{th}(2R_{24})} = -\operatorname{th}\left[2R_{14} + \operatorname{Arth}\left(\frac{\operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}(2R_{23})\times}{\times\operatorname{th}(2R_{24})}\right)\right].$$

Продовжимо спрощення далі. Нехай

$$R_{23} = R_{24} = 0.$$

Опосередкований вплив слабкого сигналу на сильний вважаємо несуттєвим. Тоді ППР по дискретному параметру  $r_1 = \overline{0,1}$  матиме суттєво спрощений вид:

$$r_1^* = \operatorname{rect}\left\{-\left[\operatorname{th}b_1 - \operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}b_3 - \operatorname{th}(2R_{14})\operatorname{th}b_4 + \operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}(2R_{14})\operatorname{th}b_1\operatorname{th}b_3\operatorname{th}b_4\right]\right\} = \operatorname{rect}\left\{-\operatorname{th}b_1\left[1 + \operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}(2R_{14})\operatorname{th}b_3\operatorname{th}b_4\right] + \operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}b_3 + \operatorname{th}(2R_{14})\operatorname{th}b_4\right\} = \operatorname{rect}\left[-\operatorname{th}b_1 + \operatorname{Arth}\left(\frac{\operatorname{th}(2R_{13})\operatorname{th}b_3}{\operatorname{th}(2R_{14})\operatorname{th}b_4}\right) + \operatorname{Arth}\left(\operatorname{th}(2R_{14})\operatorname{th}b_4\right)\right].$$

Вираз для імовірності помилки в оцінці ДП  $r_1$  корисного сигналу в загальному випадку має вигляд

$$P_{\text{ном}} = \frac{1}{2^3} \sum_{r_1^k=0}^1 \sum_{r_3^k=0}^1 \sum_{r_4^k=0}^1 p(r_1^{k*} = 1 - r_1^k / r_1^k, r_3^k, r_4^k); \quad (4)$$

$$r_{1,3,4} = \overline{0,1}.$$

За умови рівномірних станів ДП  $r_1^k, r_3^k, r_4^k$  тобто,

$$p(r_{1,3,4} = 0) = p(r_{1,3,4} = 1) = 0,5$$

необхідно буде обраховувати не вісім, а лише чотири умовних за станами ДП (табл. 1) імовірностей в співвідношенні (4).

Таблиця 1 – Рівномірні стани ДП

$r_1^k$	0	0	0	0
$r_3^k$	0	0	1	1
$r_4^k$	0	1	0	1

Це обумовлене тим, що  $p(r^* = 1 - r_1 / \dots)$  не залежить від  $r_1 = \overline{0,1}$ , а рівномірні стани  $r_3^k$  і  $r_4^k$  (рис. 1) розташовані на вісі часу синхронно.

Далі (див. позначення в (3)):

$$P(r_1^{k*} = \frac{1-r_1^k}{r_1^k}, r_3^k, r_4^k) = \frac{1+(-1)^{r_1^{k*}}}{2} - (-1)^{r_1^{k*}} \times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega(b_1, b_3, b_4, r_1^k, r_3^k, r_4^k) db_1 db_3 db_4. \quad (5)$$

де  $\omega(\cdot)$  – тривимірна гаусівська щільність імовірності, умовна за станами ДП  $r_1^k, r_3^k, r_4^k$ ,

$$\omega_3(b_1, b_3, b_4, r_1^k, r_3^k, r_4^k) = \frac{1}{\sigma_1 \sigma_3 \sigma_4 \sqrt{(2\pi)^3 D}} \times \exp\left[-\frac{1}{2D} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \frac{D_{ij}}{\sigma_i \sigma_j} (b_i - m_i)(b_j - m_j)\right]. \quad (6)$$

Математичні сподівання при такій щільності мають вигляд:

$$m_1 = 2h_1^2 \left[ (-1)^{r_1^k} + (-1)^{r_3^k} \cdot \frac{\rho_{13}}{l_{13}^2} + (-1)^{r_4^k} \cdot \frac{\rho_{14}}{l_{14}^2} \right];$$

$$m_3 \triangleq m_{31} = 2h_1^2 \left[ (-1)^{r_1^k} \cdot \frac{\rho_{13}}{l_{13}^2} + (-1)^{r_3^k} \cdot \frac{1}{l_{13}^2} \right];$$

$$m_4 \triangleq m_{41} = 2h_1^2 \left[ (-1)^{r_1^k} \cdot \frac{\rho_{14}}{l_{14}^2} + (-1)^{r_4^k} \cdot \frac{1}{l_{14}^2} \right].$$

Виходячи з того, що  $l_{13}^2 = h_1^2 / h_3^2$ ;  $l_{14}^2 = h_1^2 / h_4^2$ ; визначаємо відповідно, інші статистичні характеристики:

$$\sigma_1 = \sqrt{2h_1^2}; \quad \sigma_3 = \sqrt{2h_3^2} \sqrt{2h_1^2 / l_{13}^2};$$

$$\sigma_4 = \sqrt{2h_4^2} \sqrt{2h_1^2 / l_{14}^2};$$

$$h_1^2 = \frac{A_1^2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos \omega t dt; \quad h_3^2 = h_4^2 = \frac{A_2^2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos \omega t dt;$$

$$\rho_{13} = R_{13} / \sqrt{h_1^2 h_3^2}; \quad \rho_{14} = R_{14} / \sqrt{h_1^2 h_4^2}.$$

Виконаємо тепер зручне для розрахунків центрування та нормування випадкових величин  $b_1, b_3 \triangleq b_{31}, b_4 \triangleq b_{41}$ :

$$x_i = \frac{1}{\sigma_i} (b_i - m_i), \quad i = 1, 3, 4.$$

Введемо позначення:

$$x_1 = \left[ b_1 - m_1(r_1^k, r_3^k, r_4^k) \right] / \sqrt{2h_1^2};$$

$$x_3 \triangleq x_{31} = \left[ b_3 - m_3(r_1^k, r_3^k) \right] / \sqrt{2h_1^2 / l_{13}^2};$$

$$x_4 \triangleq x_{41} = \left[ b_4 - m_4(r_1^k, r_4^k) \right] / \sqrt{2h_1^2 / l_{14}^2}.$$

Тоді (6) перепишеться у вигляді:

$$\omega(x_1, x_2, x_3, \rho_{13}, \rho_{14}, 0) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^3 D}} \exp\left[-\frac{1}{2D} \sum_{i=1,3,4} \sum_{j=1,3,4} D_{ij} x_i x_j\right], \quad (7)$$

де  $D = 1 - \rho_{13}^2 - \rho_{14}^2; \quad D_{11} = 1; \quad D_{33} = 1 - \rho_{33}^2;$

$$D_{44} = 1 - \rho_{44}^2; \quad D_{13} = D_{31} = -\rho_{13};$$

$$D_{14} = D_{41} = -\rho_{14}; \quad D_{34} = D_{43} = \rho_{13}\rho_{14}.$$

Вираз (5) для умовної імовірності помилки тепер буде мати вигляд (нехай для прикладу  $r_1^k = 0$ ):

$$P(r_1^{k*} = 1 / r_1^k = 0, r_3^k, r_4^k) = \left( \xi = B_1 - m_1(r_1^k = 0, r_3^k, r_4^k) \right) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\xi} \omega(x_1, x_{31}, x_{41}, \rho_{13}, \rho_{14}) dx_1 dx_{31} dx_{41}, \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{де} \quad B_1 \triangleq B_1(x_{31}, x_{41}) &= B_1 \left[ \sqrt{2h_1^2 / l_{13}^2} x_{31} + \right. \\ &+ m_{31}(r_1^k = 0, r_3^k) \sqrt{2h_1^2 / l_{41}^2} x_{41} + m_{41}(r_1^k = 0, r_4^k) \left. \right] = \\ &= \text{Arth} \left[ \text{th} \left( \sqrt{2h_1^2 / l_{31}^2} x_{31} + m_{31}(r_1^k = 0, r_3^k) \right) \text{th}(2R_{13}) \right] + \\ &+ \text{Arth} \left[ \text{th} \left( \sqrt{2h_1^2 / l_{41}^2} x_{41} + m_{41}(r_1^k = 0, r_2^k, r_1^{k+1}) \right) \text{th}(2R_{14}) \right]. \end{aligned}$$

Результати розрахунків із застосуванням (4,7,8) наведені на рис. 1.

### Висновки

Одержані результати свідчать про високу ефективність методів оптимального багатокористувачького детектування двох взаємно заважаючих ЦС QPSK.

В постановці вищевикладеної задачі передбачалось точне знання векторів всіх неінформаційних параметрів обох взаємно неортогональних сигналів. Тому помилки в компенсації впливу завади (у нашому прикладі – другого сигналу) залежать виключно від імовірності помилки в оцінці її невідомих ДП  $r_3, r_4$ . Завдяки цьому негативний вплив завади стрімко зменшується при перевищенні її миттєвої потужності над миттєвою потужністю корисного сигналу на декілька (шість або більше) децибел.

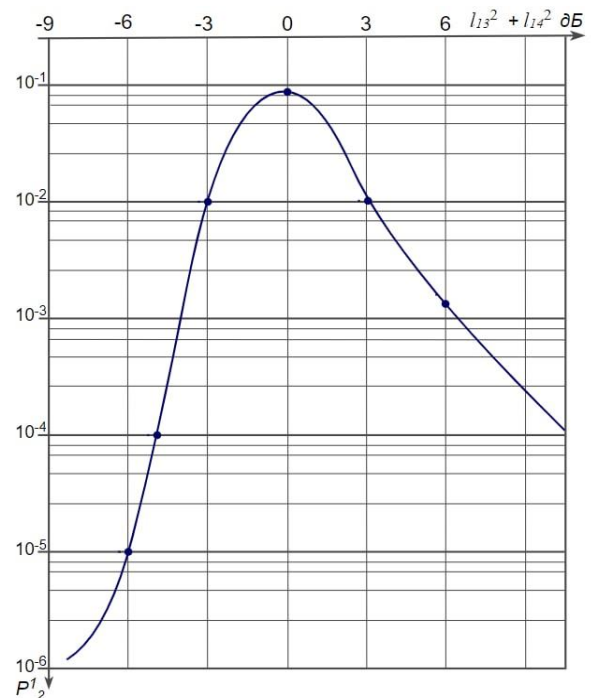


Рис. 1. Залежність умовної імовірності помилки в оцінці ДП  $r_1$  від відношення середніх потужностей сигналів

Найкращі результати можна одержати при обробці заважаючого сигналу не тільки на довжині тактового інтервалу корисного сигналу, а на повній довжині двох тактових інтервалів заважаючого сигналу, суміжних з тактовим інтервалом корисного сигналу, якщо сигнали виявляються асинхронними за тактовими точками.

При перевищенні миттєвої потужності одного з заважаючих сигналів над другим на 3-6 дБ (в залежності від коефіцієнтів неортогональності  $\rho_{13}, \rho_{14}$ ) імовірність помилки в кожному з них наближається до імовірності помилки в менш потужному сигналі.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бураченко Д.Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех. Ленинград: ВАС, 1990. 302 с.
2. Єрохін В.Ф., Пелешок Є.В. Оптимальні алгоритми розділення двох взаємно неортогональних сигналів. Вісник НТУУ КПІ. Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2012. Вип. 49. С. 33–41.
3. Єрохін В.Ф., Карплюк В.В. Алгоритм компенсації подібної сигналу асинхронної завади з двійковою фазовою маніпуляцією. Спеціальні телекомунікаційні системи та захист інформації. 2017. Вип. 2 (2). С. 27–35.
4. Verdu S. Multiuser Detection. C.: Cambridge University Press, 1998. 474 p.

Received (Надійшла) 24.05.2022

Accepted for publication (Прийнята до друку) 10.08.2022

### Synthesis method of suboptimal separation-demodulation algorithm of two mutually non-orthogonal QPSK signals

Yevhen Peleshok, Serhii Vovk, Khrystyna Solovei

**Abstract.** The purpose of the work is to improve the immunity of reception (demodulation) of a useful CS with QPSK under the influence of powerful similar interference. **Formulation of the problem.** Develop a rule for making a decision about the transferred DP of a useful CA with QPSK under the influence of strong QPSK interference. **Results.** The article presents the synthesis of a suboptimal demodulation algorithm of two synchronous mutually non-orthogonal digital signals with QPSK modulation. In the absence of interference, this algorithm degenerates into the classic coherent demodulation of a digital signal with QPSK. **Conclusion.** When the instantaneous power of the interference is significantly higher than the instantaneous power of the useful digital signal with QPSK, the immunity of reception of the latter approaches the immunity of reception in a channel with additive white Gaussian noise without interference.

**Keywords:** QPSK modulation, BPSK modulation, digital signal, demodulation, mutually non-orthogonal signal.