

УДК 621.396.001

Первунінський С. М., д.т.н.; Журавель П. Д., аспірант
(Черкаський державний технологічний університет)

ОРГАНІЗАЦІЯ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ШУМОВИМИ СИГНАЛАМИ

Первунінський С. М., Журавель П. Д. Організація множинного доступу в системах передачі даних шумовими сигналами. Пропонується варіант модифікації системи передачі даних шумовими сигналами для забезпечення багатокористувацького доступу і представлені результати дослідження завадостійкості даної системи при передачі даних в каналі з постійними параметрами при дії адитивної завади гауссового типу.

Ключові слова: СИСТЕМА ПЕРЕДАЧА ДАНИХ, МНОЖИННИЙ ДОСТУП, ШУМОВИЙ СИГНАЛ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ

Первунинский С.М., Журавель П.Д. Организация множественного доступа в системах передачи данных шумовыми сигналами. Предлагается вариант модификации системы передачи данных шумовыми сигналами для обеспечения многопользовательского доступа и представлены результаты исследования помехоустойчивости данной системы при передаче данных в канале с постоянными параметрами при воздействии аддитивной помехи гауссового типа.

Ключевые слова: СИСТЕМА ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ, МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП, ШУМОВОЙ СИГНАЛ, ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

Pervuninskyi S.M., Zhuravel P.D. Organization of multiple access in noise signals data transmission system. Proposed variant of modification a noise signals data transmission system for providing multiple user access and is offered results of analysis its noise immunity of data transmission through the channel with stable parameters under the influence of additive white Gaussian noise.

Keywords: DATA TRANSMISSION SYSTEM, MULTIPLE ACCESS, NOISE SIGNAL, NOISE IMMUNITY

Вступ. Одним із перспективних напрямків розвитку телекомунікаційних систем є застосування шумових та шумоподібних сигналів. Це, зокрема, пов'язано із такими їх властивостями, як висока скритність передачі даних та раціональне використання радіочастот, у тому числі зайнятих для передачі інформації за допомогою традиційних вузькосмугових технологій [1].

Питання вдосконалення систем зв'язку з використанням шумових сигналів розглянуто у працях [1, 2]. Одним із них є забезпечення множинного доступу користувачів до середовища передачі даних. Варіантом вирішення даного завдання стосовно автокореляційних систем зв'язку є одночасне використання декількох субканалів передачі даних, кожний з яких надається окремому користувачеві.

Постановка завдання. У заявці на патент [3] описано автокореляційний пристрій передачі інформації шумовими сигналами, схему якого наведено на рис. 1.

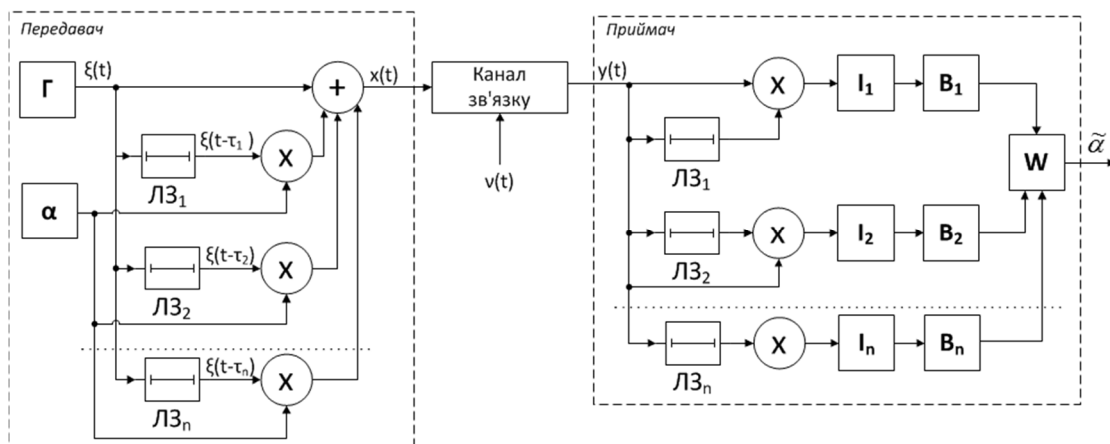


Рис. 1. Автокореляційний пристрій передачі даних шумовими сигналами з паралельною обробкою вхідного сигналу приймача.

Позначення на рисунку: Γ – генератор шумового процесу $\xi(t)$; LZ_1, LZ_2, LZ_n – лінії затримки на час $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$, відповідно; α – джерело інформаційного повідомлення; I_1, I_2, \dots, I_n – інтегратори; B_1, B_2, \dots, B_n, W – вирішуючі пристрої.

Шумовий процес $\xi(t)$ затримується на час $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$, після чого кожна із затриманих копій сигналу множиться на інформаційний символ $\alpha \in \{-1, +1\}$, що відповідає логічним бінарним сигналам «0» та «1»; отримані сигнали додаються до основного шумового процесу і таким чином формують вихідний сигнал передавача. Отриманий приймачем сигнал $y(t)$ також затримується на час $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$, і кожна затримана копія множиться на оригінальний вхідний сигнал. Пристрої I_1, I_2, \dots, I_n виконують інтегрування отриманих добутків, після чого сигнал ϑ_i на виході i -го інтегратора потрапляє на вхід відповідного вирішуючого пристрою B_i . Даний вирішуючий пристрій генерує символ «+1» або «-1» у залежності від того, більший чи менший сигнал ϑ_i від певного порогу (у загальному випадку – нуля). Вирішуючий пристрій W приймає рішення щодо значення вихідного інформаційного символу $\tilde{\alpha}$, рівному значенню всіх його входів; якщо ж на входах цього пристрою фіксуються різні значення, то він повертає повідомлення про помилку передачі даних.

Модифікація автокореляційного пристрою. Описаний пристрій можна модифікувати для забезпечення передачі інформації декількома користувачами одночасно. Структуру модифікованого пристрою можна представити у вигляді, показаному на рис. 2.

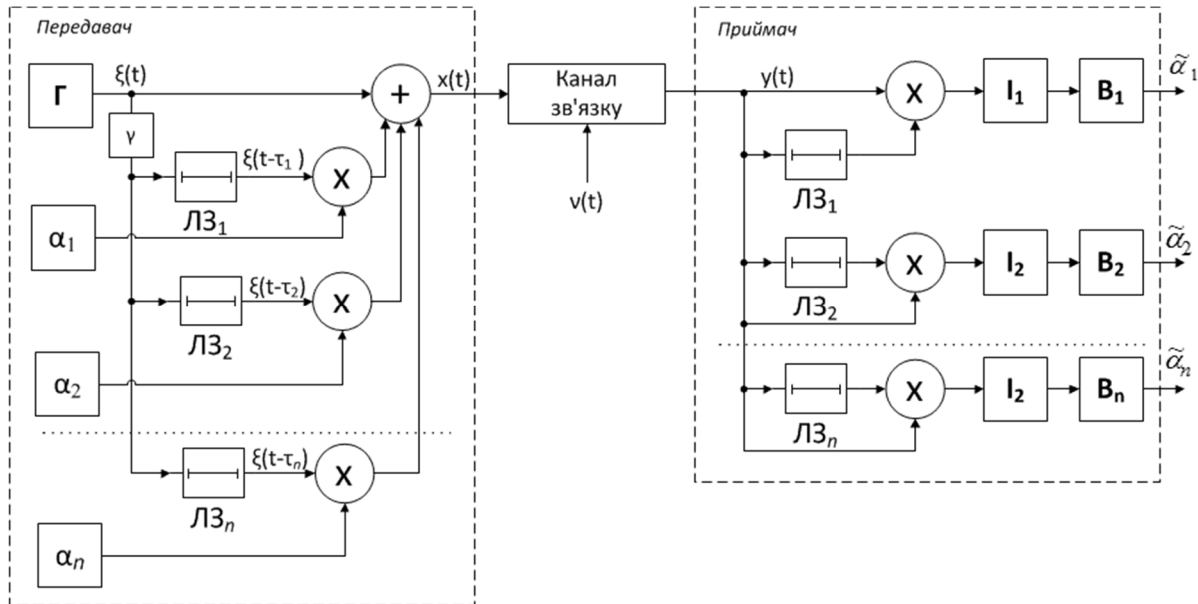


Рис. 2. Автокореляційний пристрій передачі даних шумовими сигналами із множинним доступом

Позначення на рис. 2: $(\alpha_1 \dots \alpha_n)$ – інформаційний символ, переданий по i -му субканалу; $(\tilde{\alpha}_1 \dots \tilde{\alpha}_n)$ – інформаційний символ, прийнятий по i -му субканалу; γ – коефіцієнт масштабування інформаційної складової сигналу передавача [4].

Будемо вважати, що серед величин затримок $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ не має однакових.

Метою дослідження є аналіз завадостійкості кожного субканалу приймального пристрою, показаного на рис. 2, та аналіз залежності завадостійкості субканалів від інформації, що передається іншими користувачами.

Дослідження завадостійкості. Сигнал на вході приймача можна представити у вигляді:

$$y(t) = x(t) + v(t) = \xi(t) + \gamma \cdot \sum_{i=1}^n \xi(t - \tau_i) \cdot \alpha_i + v(t), \quad t = [0; T]. \quad (1)$$

Значення сигналу на вході порогового пристрою B_i буде

$$\mathfrak{S}_i = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} y(t) \cdot y(t - \tau_i) dt = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \left[\xi(t) + \gamma \cdot \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \xi(t - \tau_j) + v(t) \right] \times \left[\xi(t - \tau_i) + \gamma \cdot \sum_{k=1}^n \alpha_k \cdot \xi(t - \tau_k - \tau_i) + v(t - \tau_i) \right] dt \quad (2)$$

У випадку, якщо значення затримок не є кратними одна одній, всі субканали є симетричними і мають однакові математичне сподівання та дисперсію. Тому достатньо знайти параметри величини \mathfrak{S}_i та ймовірність помилки тільки для i -го субканалу. Вважаємо також, що для симетричного каналу звязку ймовірність виникнення помилки не залежить від значення переданого інформаційного символу, тому прийmemo, що $\alpha_i = +1$. При цьому значення символів, що передаються по інших субканалах, можуть бути довільними: $\alpha_j = \pm 1, j \neq i$, а $\alpha_j^2 = +1$. При даних припущеннях вираз (2) можемо переписати у вигляді:

$$\mathfrak{S}_i = \eta_{11} + \eta_{12} + \eta_{13} + \eta_{21} + \eta_{22} + \eta_{23} + \eta_{31} + \eta_{32} + \eta_{33}, \quad (3)$$

$$\text{де } \eta_{11} = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t) \cdot \xi(t - \tau_i) dt; \quad \eta_{12} = \gamma \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t) \cdot \xi(t - \tau_i - \tau_j) dt; \quad \eta_{13} = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t) \cdot v(t - \tau_i) dt;$$

$$\eta_{21} = \gamma \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t - \tau_i) \cdot \xi(t - \tau_j) dt; \quad \eta_{22} = \gamma^2 \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \alpha_j \cdot \alpha_k \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t - \tau_j) \cdot \xi(t - \tau_i - \tau_k) dt;$$

$$\eta_{23} = \gamma \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t - \tau_j) \cdot v(t - \tau_i) dt; \quad \eta_{31} = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t - \tau_i) \cdot v(t) dt;$$

$$\eta_{32} = \gamma \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t - \tau_i - \tau_j) \cdot v(t) dt; \quad \eta_{33} = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} v(t) \cdot v(t - \tau_i) dt. \quad (4)$$

Вважаємо випадкові процеси $\xi(t)$ і $v(t)$ незалежними, гауссовими, центрованими, дельта-корельованими і стаціонарними в широкому сенсі. Позначимо дисперсії випадкових процесів $\xi(t)$ та $v(t)$ як σ_ξ^2 та σ_v^2 відповідно. Визначимо значення початкових моментів складових величини \mathfrak{S}_i у (3). Перший початковий момент доданків, що входять до \mathfrak{S}_i , буде рівний:

$$m_1^{\eta_{11}} = M \left\{ \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t) \xi(t - \tau_i) dt \right\} = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} M \{ \xi(t) \} M \{ \xi(t - \tau_i) \} dt = 0. \quad (5)$$

Аналогічно

$$m_1^{\eta_{12}} = m_1^{\eta_{13}} = m_1^{\eta_{22}} = m_1^{\eta_{23}} = m_1^{\eta_{31}} = m_1^{\eta_{32}} = m_1^{\eta_{33}} = 0; \quad (6)$$

$$m_1^{\eta_{21}} = M \left\{ \gamma \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t - \tau_i) \cdot \xi(t - \tau_j) dt \right\} = \gamma \cdot \sigma_\xi^2 \cdot T.$$

Звідси

$$m_1^{\mathfrak{S}_i} = M \{ \mathfrak{S}_i \} = \gamma \cdot \sigma_\xi^2 \cdot T. \quad (7)$$

Для знаходження другого початкового моменту необхідно розрахувати значення наступної величини:

$$m_2^{\mathfrak{S}_i} = M \{ \mathfrak{S}_i^2 \} = M \{ [\eta_{11} + \eta_{12} + \eta_{13} + \eta_{21} + \eta_{22} + \eta_{23} + \eta_{31} + \eta_{32} + \eta_{33}]^2 \}. \quad (8)$$

Знайдемо другі початкові моменти доданків з (8):

$$\begin{aligned}
 m_2^{\eta_{11}} &= M\{\eta_{11}^2\} = M\left\{\left[\int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t)\xi(t-\tau_i)dt\right]^2\right\} = M\left\{\int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t)\xi(t-\tau_i)dt \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(x)\xi(x-\tau_i)dx\right\} = \\
 &= \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} M\{\xi(t)\xi(x)\xi(t-\tau_i)\xi(x-\tau_i)\}dxdt = \sigma_\xi^2 \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} M\{\xi(t)\xi(x)\}\delta(t-\tau_i)\delta(x-\tau_i)dxdt + \\
 &+ \sigma_\xi^4 \delta(\tau_i)\delta(\tau_i) \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} dxdt + \sigma_\xi^4 \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \delta(t-x+\tau_i)\delta(t-x-\tau_i)dxdt = \sigma_\xi^4 T,
 \end{aligned} \tag{9}$$

де $\delta(x)$ – дельта-функція Дірака.

Аналогічно:

$$\begin{aligned}
 m_2^{\eta_{12}} &= M\left\{\left[\gamma \cdot \sum_{j=1}^n \alpha_j \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t) \cdot \xi(t-\tau_i-\tau_j)dt\right]^2\right\} = \gamma^2 \cdot \sum_{j=1}^n \alpha_j^2 M\left\{\left[\int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t) \cdot \xi(t-\tau_i-\tau_j)dt\right]^2\right\} = n \cdot \gamma^2 \sigma_\xi^4 T; \\
 m_2^{\eta_{21}} &= M\left\{\left[\gamma \sum_{j=1}^n \alpha_j \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t-\tau_i) \cdot \xi(t-\tau_j)dt\right]^2\right\} = \\
 &= M\left\{\left[\gamma \cdot \alpha_i \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi^2(t-\tau_i)dt + \gamma \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \alpha_j \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t-\tau_i) \cdot \xi(t-\tau_j)dt\right]^2\right\} = \\
 &= \gamma^2 \cdot \sigma_\xi^4 (2T + T^2) + (n-1) \cdot \gamma^2 \cdot \sigma_\xi^4 \cdot T = (n+1) \cdot \gamma^2 \cdot \sigma_\xi^4 \cdot T + \gamma^2 \cdot \sigma_\xi^4 \cdot T^2; \\
 m_2^{\eta_{22}} &= M\left\{\left[\gamma^2 \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \alpha_j \cdot \alpha_k \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t-\tau_j) \cdot \xi(t-\tau_i-\tau_k)dt\right]^2\right\} = n^2 \cdot \gamma^4 \cdot \sigma_\xi^4 \cdot T; \\
 m_2^{\eta_{13}} &= m_2^{\eta_{31}} = M\left\{\left[\int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t) \cdot v(t-\tau_i)dt\right]^2\right\} = \sigma_\xi^2 \cdot \sigma_v^2 \cdot T; \\
 m_2^{\eta_{23}} &= m_2^{\eta_{32}} = M\left\{\left[\gamma \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t-\tau_j) \cdot v(t-\tau_i)dt\right]^2\right\} = n \cdot \sigma_\xi^2 \cdot \sigma_v^2 \cdot T; \\
 m_2^{\eta_{33}} &= \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} v(t) \cdot v(t-\tau_i)dt = \sigma_v^4 T.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Подвоєні парні добутки елементів, записаних у квадратних дужках виразу (8), дорівнюють нулю, що випливає з припущення про дельта-корельованість елементів наступного виразу:

$$M\{2\eta_{11} \cdot \eta_{13}\} = 2 \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} M\{\xi(t)\xi(t-\tau_i)\xi(x)v(x-\tau_i)\}dtdx = 0. \tag{11}$$

Аналогічним чином розраховується значення решти подвоєних парних добутків.

Додавши отримані у (10) значення, отримаємо:

$$m_2^{\eta_i} = M\{\eta_i^2\} = T\left[\sigma_\xi^4(1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4)+\gamma^2\sigma_\xi^4T+2\sigma_\xi^2\sigma_v^2(1+n\gamma^2)+\sigma_v^4\right]. \tag{12}$$

Маючи значення перших двох початкових моментів випадкової величини η_i , визначимо її дисперсію:

$$\begin{aligned}
 D_2^{\eta_i} &= m_2^{\eta_i} - (m_1^{\eta_i})^2 = T\left[\sigma_\xi^4(1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4)+\gamma^2\sigma_\xi^4T+2\sigma_\xi^2\sigma_v^2(1+n\gamma^2)+\sigma_v^4\right]- \\
 &- \gamma^2\sigma_\xi^4T^2 = T\left[\sigma_\xi^4(1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4)+2\sigma_\xi^2\sigma_v^2(1+n\gamma^2)+\sigma_v^4\right].
 \end{aligned} \tag{13}$$

У випадку, якщо $T \gg \tau_{i, i=\overline{1, n}}$, щільність розподілу величини ϑ_i можна апроксимувати як гауссову:

$$f(\vartheta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_2^{\vartheta_i}}} \cdot \exp\left(-\frac{(\vartheta_i - m_1^{\vartheta_i})^2}{2D_2^{\vartheta_i}}\right). \quad (14)$$

Ймовірність виникнення помилки на виході вирішуючого пристрою B_i визначається з виразу

$$P = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_2^{\vartheta_i}}} \int_{-\infty}^0 \exp\left(-\frac{(x - m_1^{\vartheta_i})^2}{2D_2^{\vartheta_i}}\right) dx = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^G e^{-t^2} dt, \quad (15)$$

де

$$G = -\frac{m_1^{\vartheta_i}}{\sqrt{2D_2^{\vartheta_i}}} = -\frac{\gamma \cdot \sigma_{\xi}^2 \cdot T}{\sqrt{2T[\sigma_{\xi}^4(1 + (2n + 1)\gamma^2 + n^2\gamma^4) + 2\sigma_{\xi}^2\sigma_v^2(1 + n\gamma^2) + \sigma_v^4]}}. \quad (16)$$

Виразимо середньоквадратичне відхилення завади каналу σ_v^2 з використанням перевищення енергії біта E_b над спектральною щільністю N_0 завади:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{(1 + n\gamma^2) \cdot \sigma_{\xi}^2 \cdot T}{2\sigma_v^2}; \quad \sigma_v^2 = \frac{(1 + n\gamma^2) \cdot \sigma_{\xi}^2 \cdot T}{2(E_b / N_0)}. \quad (17)$$

З урахуванням (17) вираз (16) матиме такий вигляд:

$$G = -\frac{\gamma \cdot \sqrt{T/2}}{\sqrt{1 + (2n + 1)\gamma^2 + n^2\gamma^4 + \frac{T(1 + n\gamma^2)^2}{(E_b / N_0)} + \frac{T^2(1 + n\gamma^2)^2}{4(E_b / N_0)^2}}}. \quad (18)$$

Оптимальне значення коефіцієнта модифікації сигналу γ дорівнює $\frac{1}{\sqrt{n}}$ [5]. Враховуючи це, вираз (18) можна записати у вигляді

$$G = -\frac{\sqrt{T/2n}}{\sqrt{4 + \frac{1}{n} + \frac{4T}{(E_b / N_0)} + \frac{T^2}{(E_b / N_0)^2}}}. \quad (19)$$

За умови симетрії аналізованої системи, вираз (15) визначає завадостійкість кожного із субканалів приймача. При цьому слід зауважити, що у даній формулі відсутні величини $\alpha_j, j = \overline{1, n}$. Тобто завадостійкість будь-якого субканала не залежить від того, які саме бінарні символи передаються у даний момент по інших субканалах, в даному сенсі субканали є незалежними.

На рис. 3 представлено графік залежності ймовірності виникнення помилки в субканалі від відношення «сигнал/шум» (дБ), розрахованої теоретично, а також аналогічні залежності для системи з двома субканалами, отримані шляхом імітаційного моделювання (в моделі довжина тактового інтервалу $T = 100$ відлікам).

На рис. 4 показано залежність імовірності виникнення помилки в субканалі від кількості субканалів, при решті параметрів, аналогічних з рис. 3.

Висновок. Використання системи з множинним доступом дозволяє надати декільком користувачам одночасний доступ до середовища передачі даних, при цьому завадостійкість кожного субканалу не залежить від інформації, що передається по інших субканалах. Водночас завадостійкість субканалів погіршується з ростом кількості користувачів (див. рис. 4). Тому вирішення проблеми забезпечення прийняттого рівня завадостійкості системи можливе, зокрема, за рахунок ортогоналізації сигналів передавача. Розгляд даного питання є предметом подальших досліджень.

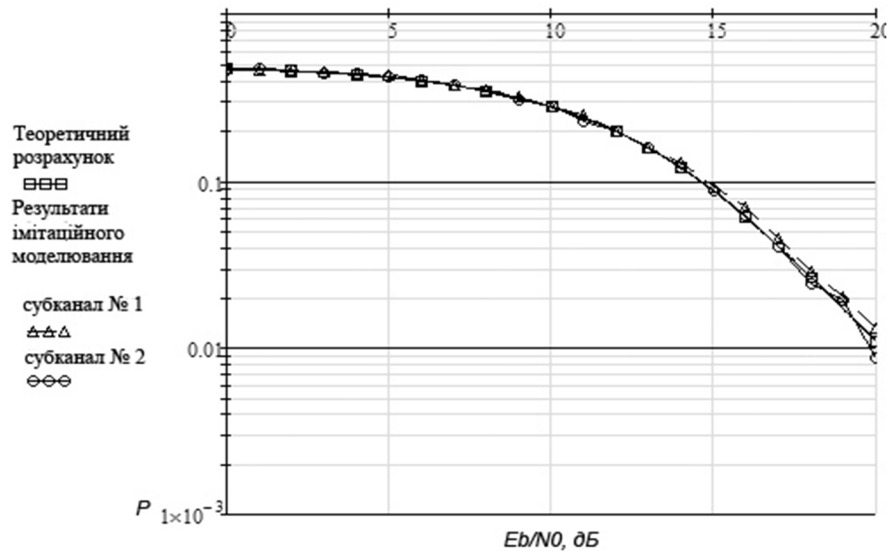


Рис. 3 Залежність ймовірності виникнення помилки від відношення «сигнал/шум» (дБ)

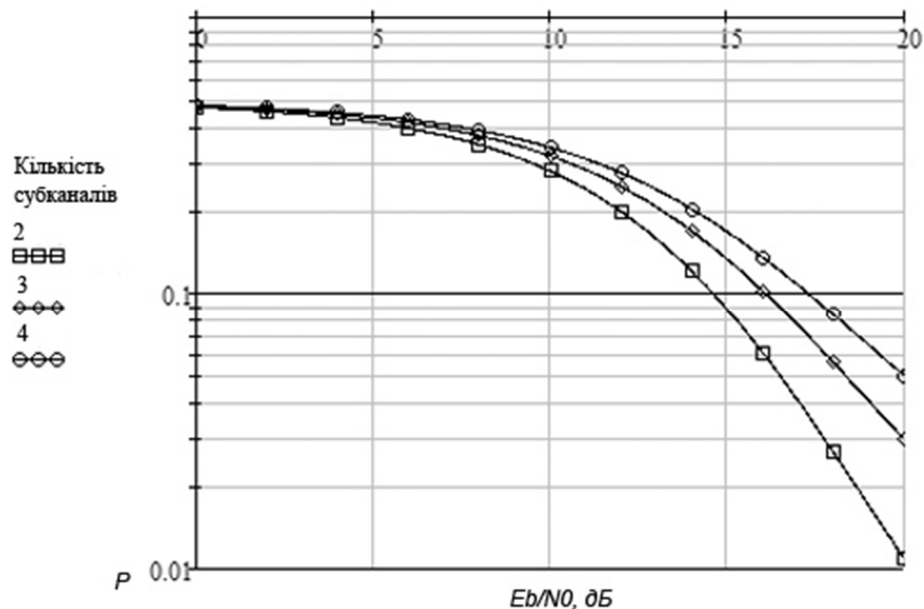


Рис. 4. Залежність ймовірності виникнення помилки в субканалі при різній кількості субканалів

Література

1. Stavroulakis P. Chaos application in telecommunications / P.Stavroulakis. – London: CRC Press, 2006. – 418 p.
2. Larson L. E. Digital communication using chaos and nonlinear dynamics / L.E. Larson, J. M. Liu, L. S. Tsimiring. – N.Y.: Springer, 2006. – 382 p.
3. Первунінський С. М., Вовченко О. В., Журавель П. Д. Пристрій для передачі інформації шумовими сигналами. Заявка на патент України № u201205356.
4. Первунінський С.М. Завадостійкість бінарного автокореляційного приймача асиметричного шумового сигналу / С. М. Первунінський, П. Д. Журавель // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2012. – №1. – С.82-86.
5. Первунінський С.М. Завадостійкість бінарного автокореляційного приймача шумових ортогоналізованих сигналів з двома лініями затримки / С.М. Первунінський, П.Д. Журавель // Вісник Хмельницького національного університету. – 2012. – № 2. – С.212-218.