УДК 621.321

С. М. ПЕРВУНІНСЬКИЙ, О. В. ВОВЧЕНКО, П. Д. ЖУРАВЕЛЬ

Черкаський державний технологічний університет, м. Черкаси

ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ БІНАРНОГО АВТОКОРЕЛЯЦІЙНОГО ПРИЙМАЧА ШУМОВОГО СИГНАЛУ З N ЛІНІЯМИ ЗАТРИМКИ

Анотація. Представлено результати теоретичного дослідження завадостійкості бінарного приймача шумового сигналу з n лініями затримки. Запропоновано модифікацію схеми бінарного автокореляційного приймача з метою підвищення завадостійкості системи передачі даних.

Ключові слова: шумові сигнали, пороговий пристрій, завадостійкість, невизначене значення.

Аннотация. Представлено результаты теоретического исследования помехоустойчивости бинарного приемника шумового сигнала с n линиями задержки. Предложено модификацию схемы бинарного автокорреляционного приемника с целью повышения помехоустойчивости системы передачи данных.

Ключевые слова: шумовые сигналы, пороговое устройство, помехоустойчивость, неизвестное значении.

Abstract. Represented results of theoretical research of noise immunity of binary noise signal receiver with n delay lines. Proposed modification of binary autocorrelation receiver circuit for improving noise immunity of data transmission.

Key words: noise signals, threshold device, noise immunity, undefined value.

Вступ

Застосування надширокосмугових систем передачі даних має ряд переваг, зокрема, скритність передачі інформації та використання смуг частот, зайнятих іншими користувачами. Розвиток елементної бази радіосистем і технологій обробки сигналів дозволяють по-новому розглянути можливості практичного застосування раніше запропонованих схем та перспективи їх удосконалення, зокрема, підвищення завадостійкості при збереженні скритності передачі даних [1,2].

Актуальність розгляду даного питання полягає в необхідності удосконалення надширокосмугових систем передачі даних, зокрема, підвищення їх завадостійкості.

Аналіз стану досліджень та публікацій

В патенті [3] описано систему передачі даних шумовими сигналами, схему якого подано на рис. 1.

На рис. 1 використані наступні позначення: Г – генератор шумового процесу $\xi(t)$; ЛЗ$_1$, ЛЗ$_2$ – лінія затримки на час τ_1 та τ_2 відповідно; α – джерело інформаційного повідомлення; I$_1$, I$_2$ – інтегратори; В – вирішуючий пристрій.

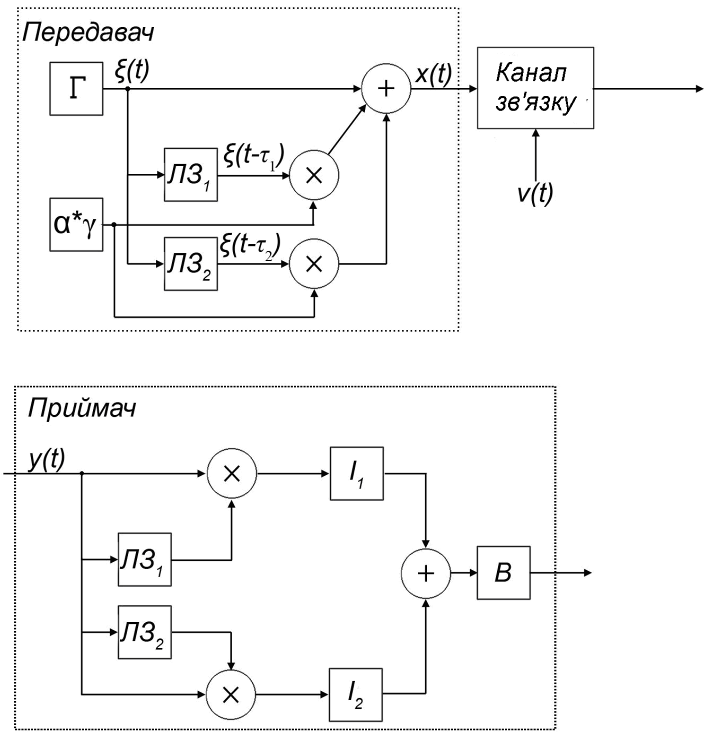

Рисунок 1 – Система передачі інформації шумовими сигналами з двома лініями затримки

На виході передавача на символьному інтервалі довжиною *T* сигнал описується виразом:

$$x(t) = \xi(t) + \alpha \cdot \gamma(\xi(t - \tau_1) + \xi(t - \tau_2)), \ \ t = [0;T], \tag{1}$$

де $\alpha \in \{-1,+1\}$ - переданий інформаційний символ, що відповідає логічним бінарним сигналам «0» та «1», γ – коефіцієнт масштабування складової сигналу.

На вхід приймача надходить сигнал виду:

$$y(t) = x(t) + \nu(t) = \xi(t) + \alpha \cdot \gamma \cdot \left(\xi(t - \tau_1) + \xi(t - \tau_2)\right) + \nu(t), \tag{2}$$

де $\nu(t)$ - адитивна завада типу білого гауссового шуму, що додається до сигналу в каналі зв’язку.

Значення сигналу на вході вирішуючого пристрою визначається величиною:

$$\vartheta = \vartheta_1 + \vartheta_2 = \int_{\tau_1}^{T+\tau_1} y(t) \cdot y(t - \tau_1)dt + \int_{\tau_2}^{T+\tau_2} y(t) \cdot y(t - \tau_2)dt. \tag{3}$$

Попередній аналіз такої системи дозволяє запропонувати її удосконалення з використанням принципів, застосованих у схемі пристрою для синхронізації в системах зв’язку з шумовими сигналами, наведену в [4]. В даному пристрої вихідний сигнал кожного інтегратора I_1, I_2 поступає на окремий вирішуючий пристрій B_1, B_2. Значення сигналу на вході i-го вирішуючого пристрою визначається величиною:

$$\vartheta_i = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} y(t) \cdot y(t - \tau_i)dt, \quad i = \overline{1,2}. \tag{4}$$

За значеннями виходів вирішуючих пристроїв виконується тактова синхронізація приймача пристроєм синхронізації.

Застосуємо даний принцип обробки сигналу приймачем до пристрою, зображеного на рис. 1. Модифікована схема зображена на рис. 2. На даному рисунку використані наступні позначення: B_1, B_2, W – вирішуючий пристрої.

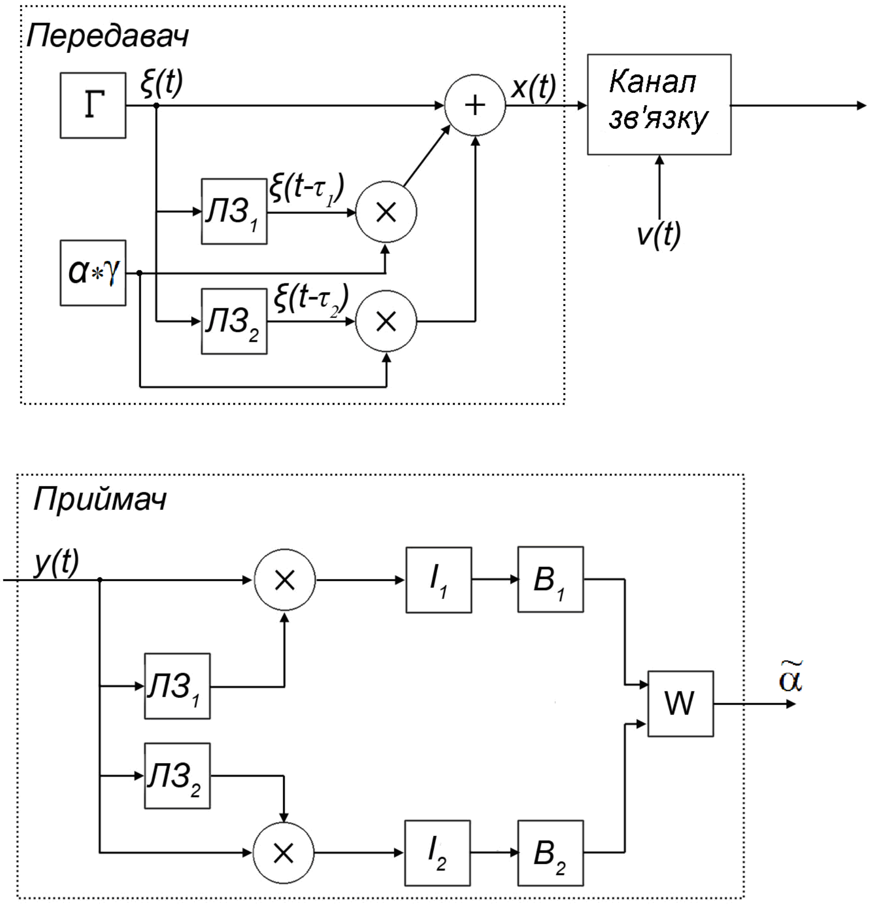

Рисунок 2 – Модифікована система передачі інформації шумовими сигналами з двома лініями затримки

По значенню величини ϑ_i i-й пристрій прийняття рішень фіксує передачу символу (оцінку сигналу) $\hat{\alpha}_i = 1$, якщо сигнал на виході корелятора має додатне значення, або іншу оцінку $\hat{\alpha}_i = -1$ у протилежному випадку. Сигнали $\hat{\alpha}_i$, поступають на вхід вирішуючого пристрою W, який фіксує та визначає кінцеве значення символу $\tilde{\alpha}$. Вирішуючий пристрій W може зафіксувати 3 ситуації:

1) Невірний прийом - $\forall \hat{\alpha}_i \neq \alpha,\ i = \overline{1,n}$.
2) Вірний прийом - $\forall \hat{\alpha}_i = \alpha,\ i = \overline{1,n}$.
3) Невизначеність - $\exists (\hat{\alpha}_i \neq \alpha) \wedge (\hat{\alpha}_j = \alpha), i \neq j, i, j = \overline{1,n}$.

Представляє інтерес розгляд питання щодо завадостійкості описаної системи у випадку, якщо кількість ліній затримки буде визначатись значенням $n > 1$.

Метою даної роботи є дослідження завадостійкості модифікованої системи передачі даних шумовими сигналами при наявності n ліній затримки і доцільності використання такої системи.

Викладення основного матеріалу

З урахуванням зазначеного вище узагальнення, вираз (1) набуде вигляду:

$$x(t) = \xi(t) + \alpha \cdot \gamma \cdot \sum_{i=1}^{n} \xi(t - \tau_i),\ \ t = [0; T]. \tag{5}$$

Відповідно й вираз (4) можна переписати у вигляді:

$$\vartheta_i = \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \left[\xi(t) + \alpha \cdot \gamma \cdot \sum_{j=1}^{n} \xi(t - \tau_j) + \nu(t) \right] \times \left[\xi(t - \tau_i) + \alpha \cdot \gamma \cdot \sum_{j=1}^{n} \xi(t - \tau_j - \tau_i) + \nu(t - \tau_i) \right] dt. \tag{6}$$

Очевидно, що у загальному випадку, тобто коли $\tau_i \neq i \cdot \tau_1, i = \overline{1,n}$, всі лінії затримки є симетричними і значення вихідних сигналів мають однакові математичне очікування та дисперсію. Тому для вирішення поставленого завдання достатньо визначити функцію щільності розподілу ϑ_1 та ймовірність помилки першого вирішуючого пристрою B_1. Врахуємо також, що у випадку симетричного каналу зв’язку, аналіз завадостійкості одного субканалу системи достатньо розглянути, обмежившись випадком передачі бінарного символу «1», тобто коли $\alpha = +1$. Для цього випадку з виразу (5) для ϑ_1 маємо:

$$\begin{aligned} \vartheta_1 &= \eta_{11}(t, t - \tau_1) + \eta_{12}(t, t - \tau_1 - \tau_j) + \eta_{13}(t, t - \tau_1) + \\ &+ \eta_{21}(t - \tau_1, t - \tau_j) + \eta_{22}(t - \tau_1, t - \tau_1 - \tau_j) + \eta_{23}(t - \tau_1, t - \tau_1) + \\ &+ \eta_{31}(t, t - \tau_1) + \eta_{32}(t, t - \tau_1 - \tau_j) + \eta_{33}(t, t - \tau_1), \end{aligned} \tag{7}$$

де складові ϑ_1 позначенні відповідно до загального вигляду:

$$\eta_{\nu,b}(s,k) = \int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \nu(s) b(k) dt. \tag{8}$$

Вважаємо випадкові процеси $\xi(t)$ і $\nu(t)$ незалежними, гауссовими, центрованими, дельта-корельованими і стаціонарними в широкому сенсі. Позначимо дисперсії випадкових процесів $\xi(t)$ та $\nu(t)$ як σ_ξ^2 та σ_ν^2 відповідно. При цих припущеннях визначимо значення початкових моментів складових величини ϑ_1 у (7). Так, враховуючи некорельованість та центрованість процесу $\xi(t)$, маємо:

$$m_1^{\eta_{11}} = M\left\{ \int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \xi(t)\xi(t - \tau_1) dt \right\} = \int_{\tau_1}^{T+\tau_1} M\{\xi(t)\} M\{\xi(t - \tau_1)\} dt = 0. \tag{9}$$

Відповідно можна знайти значення моментів решти доданків виразу (8):

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

$$m_1^{\eta_{21}} = M\left\{\gamma \sum_{j=1}^{n} \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} \xi(t-\tau_i)\cdot\xi(t-\tau_j)dt\right\} = \tag{10}$$

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

Додаючи величини, представлені у виразах (9) та (10), маємо:

$$m_1^{\vartheta_1} = M\{\vartheta_1\} = \gamma\cdot\sigma_\xi^2\cdot T. \tag{11}$$

Обчислення другого початкового моменту $m_2^{\vartheta_1}$ пов'язане з розрахунком значення:

$$m_2^{\vartheta_1} = M\{\vartheta_1^2\} = M\{[\eta_{11}+\eta_{12}+\eta_{13}+\eta_{21}+\eta_{22}+\eta_{23}+\eta_{31}+\eta_{32}+\eta_{33}]^2\}. \tag{12}$$

Знайдемо значення величини:

$$m_2^{\eta_{11}} = M\{\eta_{11}^2)\} = M\{[\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \xi(t)\xi(t-\tau_1)dt]^2\} = M\{\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \xi(t)\xi(t-\tau_1)dt \int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \xi(x)\xi(x-\tau_1)dx\} = \tag{13}$$

$$= \int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} M\{\xi(t)\xi(x)\xi(t-\tau_1)\xi(x-\tau_1)\}dxdt.$$

Для моменту четвертого порядку спільно гауссових центрованих випадкових величин $\xi(t)$, $\xi(x)$, $\xi(t-\tau_1)$, $\xi(x-\tau_1)$ скористаємося наступною формулою [6]:

$$\begin{gathered} M\{\xi(t)\xi(x)\xi(t-\tau_1)\xi(x-\tau_1)\} = M\{\xi(t)\xi(x)\}M\{\xi(t-\tau_1)\xi(x-\tau_1)\} + \\ + M\{\xi(t)\,\xi(t-\tau_1)\}M\{\xi(x)\,\xi(x-\tau_1)\} + M\{\xi(t)\,\xi(x-\tau_1)\}M\{\xi(x)\,\xi(t-\tau_1)\}. \end{gathered} \tag{14}$$

Користуючись співвідношеннями (13) та (14) і припущенням про дельта корельованість процесу $\xi(t)$, одержимо:

$$m_2^{\eta_{11}} = \sigma_\xi^2 \int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} M\{\xi(t)\xi(x)\}\delta(t-\tau_1)dx\,dt + \sigma_\xi^4\delta(\tau_1)\delta(\tau_1)\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} dx\,dt +$$

$$+ \sigma_\xi^4 \int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \delta(t-x+\tau_1)\delta(t-x-\tau_1)dx\,dt,$$

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

З урахуванням фільтруючої властивості дельта-функції маємо:

$$m_2^{\eta_{11}} = \sigma_\xi^4 T. \tag{15}$$

Аналогічно отримуємо:

$$m_2^{\eta_{12}} = M\left\{\left[\gamma\cdot\sum_{j=1}^{n}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \xi(t)\cdot\xi(t-\tau_1-\tau_j)dt\right]^2\right\} = \tag{16}$$

$$= \gamma^2\cdot\sum_{j=1}^{n} M\left\{\left[\int_{\tau_1}^{T+\tau_1} \xi(t)\cdot\xi(t-\tau_1-\tau_j)dt\right]^2\right\} = n\cdot\gamma^2\sigma_\xi^4 T.$$

Для η_{21} маємо:

$$m_2^{\eta_{21}} = M\left\{\left[\gamma\sum_{j=1}^{n}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\xi(t-\tau_1)\cdot\xi(t-\tau_j)dt\right]^2\right\} =$$

$$= M\left\{\left[\gamma\cdot\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\xi^2(t-\tau_1)dt + \gamma\cdot\sum_{j=2}^{n}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\xi(t-\tau_1)\cdot\xi(t-\tau_j)dt\right]^2\right\} = \tag{17}$$

$$= \gamma^2\cdot\sigma_\xi^4(2T+T^2) + (n-1)\cdot\gamma^2\cdot\sigma_\xi^4\cdot T =$$

$$= (n+1)\cdot\gamma^2\cdot\sigma_\xi^4\cdot T + \gamma^2\cdot\sigma_\xi^4\cdot T^2.$$

Для моменту $m_2^{\eta_{22}}$ отримуємо:

$$m_2^{\eta_{22}} = M\left\{\left[\gamma^2\cdot\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{n}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\xi(t-\tau_1)\cdot\xi(t-\tau_k-\tau_1)dt\right]^2\right\} = n^2\cdot\gamma^4\cdot\sigma_\xi^4\cdot T. \tag{18}$$

Враховуючи незалежність дельта корельованих випадкових величин $\nu(t)$, $\xi(x)$ і фільтруючої властивості дельта-функції, можна знайти значення моментів $m_2^{\eta_{13}}$, $m_2^{\eta_{31}}$:

$$m_2^{\eta_{13}} = m_2^{\eta_{31}} = \sigma_\xi^2\cdot\sigma_\nu^2\cdot T. \tag{19}$$

Таким же чином для $m_2^{\eta_{23}}$, $m_2^{\eta_{32}}$ отримуємо:

$$\begin{aligned} m_2^{\eta_{23}} &= M\left\{\left[\gamma\cdot\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\nu(t-\tau_1)\cdot\sum_{j=1}^{n}\xi(t-\tau_1)dt\right]^2\right\} = n\cdot\sigma_\xi^2\cdot\sigma_\nu^2\cdot T; \\ m_2^{\eta_{32}} &= M\left\{\left[\gamma\cdot\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\nu(t)\cdot\sum_{j=1}^{n}\xi(t-\tau_j-\tau_1)dt\right]^2\right\} = n\cdot\sigma_\xi^2\cdot\sigma_\nu^2\cdot T. \end{aligned} \tag{20}$$

Нарешті, для моменту $m_2^{\eta_{33}}$ маємо:

$$m_2^{\eta_{33}} = \sigma_\nu^4 T. \tag{21}$$

Подвоєні парні добутки елементів, записаних у квадратних дужках виразу (12), дорівнюють нулю, що випливає з наступного виразу [14]:

$$M\{2\eta_{11}\cdot\eta_{13}\} = 2\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}\int_{\tau_1}^{T+\tau_1}M\{\xi(t)\xi(t-\tau_1)\xi(x)\nu(x-\tau_1)\}dtdx = 0. \tag{22}$$

Аналогічним чином розраховується значення решти подвоєних парних добутків.

Підсумовуючи наведені вище результати, можна записати:

$$m_2^{\vartheta_1} = M\{\vartheta_1^2\} = T\left[\sigma_\xi^4(1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4)+\gamma^2\sigma_\xi^4 T + 2\sigma_\xi^2\sigma_\nu^2(1+n\gamma^2)+\sigma_\nu^4\right]. \tag{23}$$

Маючи значення перших двох початкових моментів випадкової величини ϑ_1, визначимо її дисперсію:

$$D_2^{\vartheta_1} = m_2^{\vartheta_1} - \left(m_1^{\vartheta_1}\right)^2 = T\left[\sigma_\xi^4(1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4)+\gamma^2\sigma_\xi^4 T+2\sigma_\xi^2\sigma_\nu^2(1+n\gamma^2)+\sigma_\nu^4\right]-$$
$$-\gamma^2\sigma_\xi^4 T^2 = T\left[\sigma_\xi^4(1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4)+2\sigma_\xi^2\sigma_\nu^2(1+n\gamma^2)+\sigma_\nu^4\right]. \quad (24)$$

У випадку, якщо $T >> \tau_i, i=\overline{1,n}$, щільність розподілу значення сигналу ϑ_1 можна представити у вигляді гауссовго процесу. Тоді значення даного сигналу можна описати виразом [5]:

$$f(\vartheta_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_2^{\vartheta 1}}}\cdot \exp\left(-\frac{(\vartheta - m_1^{\vartheta 1})^2}{2D_2^{\vartheta 1}}\right). \quad (25)$$

Ймовірність виникнення помилки на виході вирішуючого пристрою B_1 визначається з виразу

$$P = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_2^{\vartheta 1}}}\int_{-\infty}^{0}\exp\left(-\frac{(x - m_1^{\vartheta 1})^2}{2D_2^{\vartheta 1}}\right)dx, \quad (26)$$

а для симетричного каналу це визначає й завадостійкість будь-якого із n субканалів приймача.

Вираз (26) заміною змінної інтегрування може бути приведений до більш зручного для обчислень вигляду:

$$P = \frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{-\infty}^{G} e^{-t^2}\,dt, \quad (27)$$

де величина

$$G = -\frac{m_1^{\vartheta 1}}{\sqrt{2D_2^{\vartheta 1}}} = -\frac{\gamma\cdot\sigma_\xi^2\cdot T}{\sqrt{2T\left[\sigma_\xi^4(1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4)+2\sigma_\xi^2\sigma_\nu^2(1+n\gamma^2)+\sigma_\nu^4\right]}}. \quad (28)$$

Виразимо параметр σ_ν^2 з використанням перевищення енергії біта E_b над спектральною щільністю N_0 завади:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{(1+n\gamma^2)\cdot\sigma_\xi^2\cdot T}{2\sigma_\nu^2};\ \sigma_\nu^2 = \frac{(1+n\gamma^2)\cdot\sigma_\xi^2\cdot T}{2(E_b/N_0)}. \quad (29)$$

З урахуванням (28) формула (27) набуде вигляду:

$$G = -\frac{\gamma\cdot\sqrt{T/2}}{\sqrt{1+(2n+1)\gamma^2+n^2\gamma^4+\dfrac{T(1+n\gamma^2)^2}{(E_b/N_0)}+\dfrac{T^2(1+n\gamma^2)^2}{4(E_b/N_0)^2}}}. \quad (30)$$

Ймовірність помилки для системи в цілому, при наявності у даній системі n ліній затримки, буде рівна:

$$P_{пом} = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{-\infty}^{G} e^{-t^2}\,dt\right)^n = P^n. \quad (31)$$

Ймовірність правильного прийому інформаційного сигналу для системи в цілому визначається як:

$$P_{пр} = \left(1-\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{-\infty}^{G} e^{-t^2}\,dt\right)^n = (1-P)^n. \quad (32)$$

При використанні вказано принципу передачі даних можливе виникнення ситуації, коли на виходах вирішуючих пристроїв $B_1,\ldots, B_n$ з’являються різні значення. У цьому випадку неможливо однозначно ідентифікувати прийнятий символ.

Ймовірність появи такого результату визначається величиною:

$$P_{нев} = 1 - P_{пом} - P_{пр} = 1 - P^n - (1 - P)^n. \tag{33}$$

Оскільки, $P_{нев}$ залежить від коефіцієнту масштабування, тому доцільно знайти оптимальне значення γ. Для цього знаходимо похідну $\frac{dP(\gamma)}{d\gamma}$, що в даному випадку визначається виразом:

$$\frac{dP(\gamma)}{d\gamma} = \frac{d}{d\gamma}\left[\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{-\infty}^{G} e^{-t^2}\,dt\right] = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot e^{-(G)^2} \cdot \frac{dG}{d\gamma}, \tag{34}$$

та прирівнюємо її до нуля:

$$\frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot e^{-(G)^2} \cdot \frac{dG}{d\gamma} = 0. \tag{35}$$

Оскільки величина $\frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-(G)^2} \neq 0$ для $G \neq \infty$, то задача зводиться до пошуку такого γ, при якому G набуває екстремального значення. Виконуючи пошук похідної від G, з використанням чисельних методів, можна показати, що оптимальне значення коефіцієнта γ визначається величиною $\gamma \approx \frac{1}{\sqrt{n}}$.

На рис. 3 наведено графік залежності завадостійкості системи передачі даних шумовими сигналами з n лініями затримки від відношення «сигнал/шум» (у дБ) при T=100, n =2, 3, 4 відповідно, та $\gamma = \frac{1}{\sqrt{n}}$. Також на даному рисунку наведено залежність ймовірності появи невизначеного значення від відношення «сигнал/шум» при тих же вхідних параметрах.

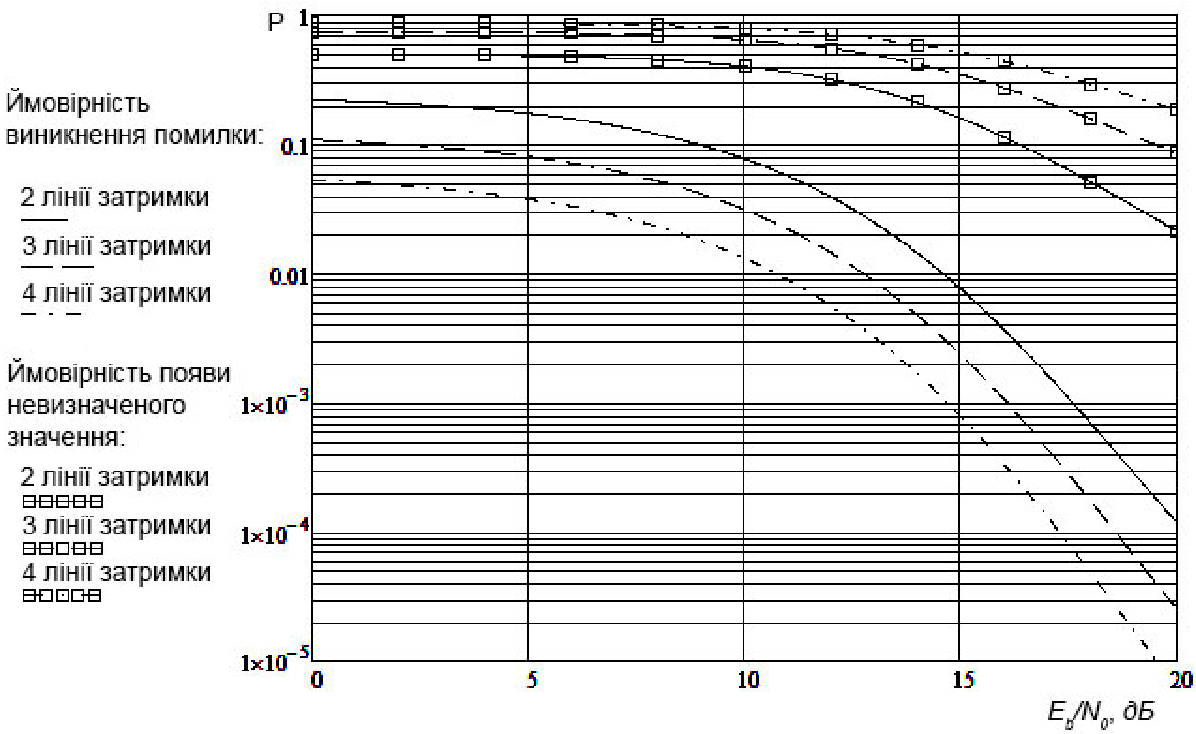

Рисунок 3 – Залежність ймовірності появи помилки від відношення «сигнал/шум» (дБ)

На рис. 4 показано графіки залежності ймовірності появи помилки від відношення «сигнал/шум» для розглянутої системи та системи, описаної в [3], при $n = 2$. Вхідні параметри використано ті ж, що і для графіків на рис. 3.

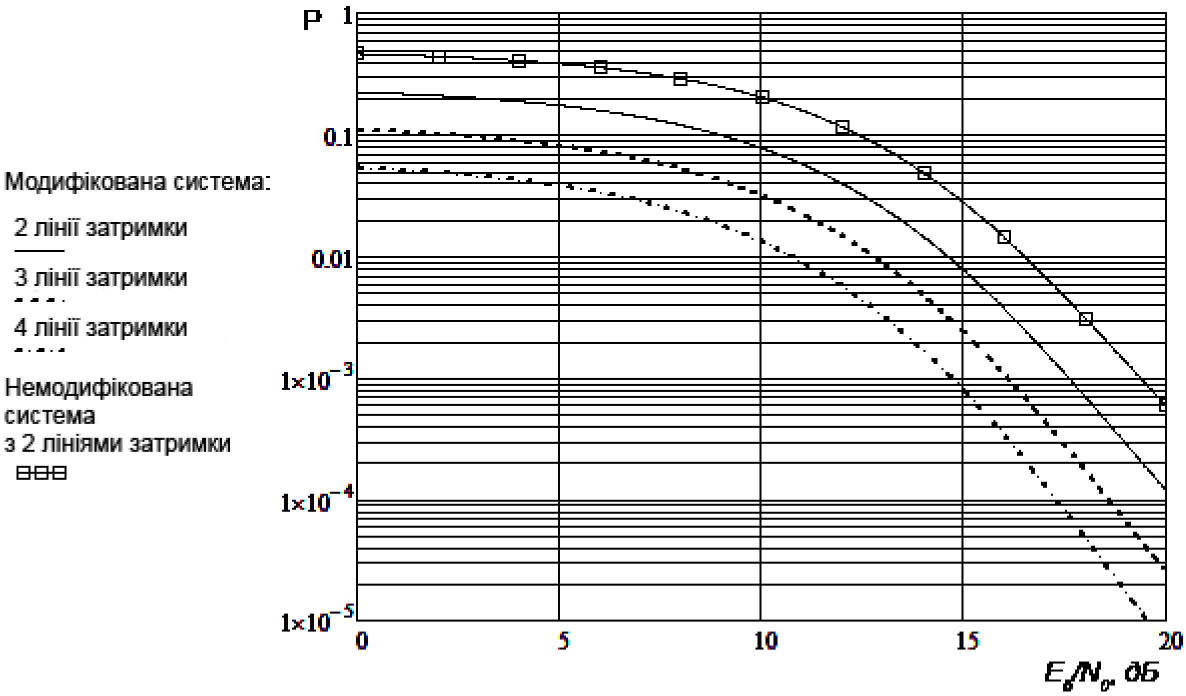

Рисунок 4 – Залежність ймовірності появи помилки від відношення "сигнал/шум" для різних систем передачі даних

Розглянуті результати аналітичного дослідження були перевірені за допомогою імітаційного моделювання. На рис.5 наведені графіки залежності ймовірності появи помилки від відношення "сигнал/шум" (дБ) для різної кількості ліній затримки, отримані за допомогою імітаційного моделювання та аналітичного розрахунку відповідно.

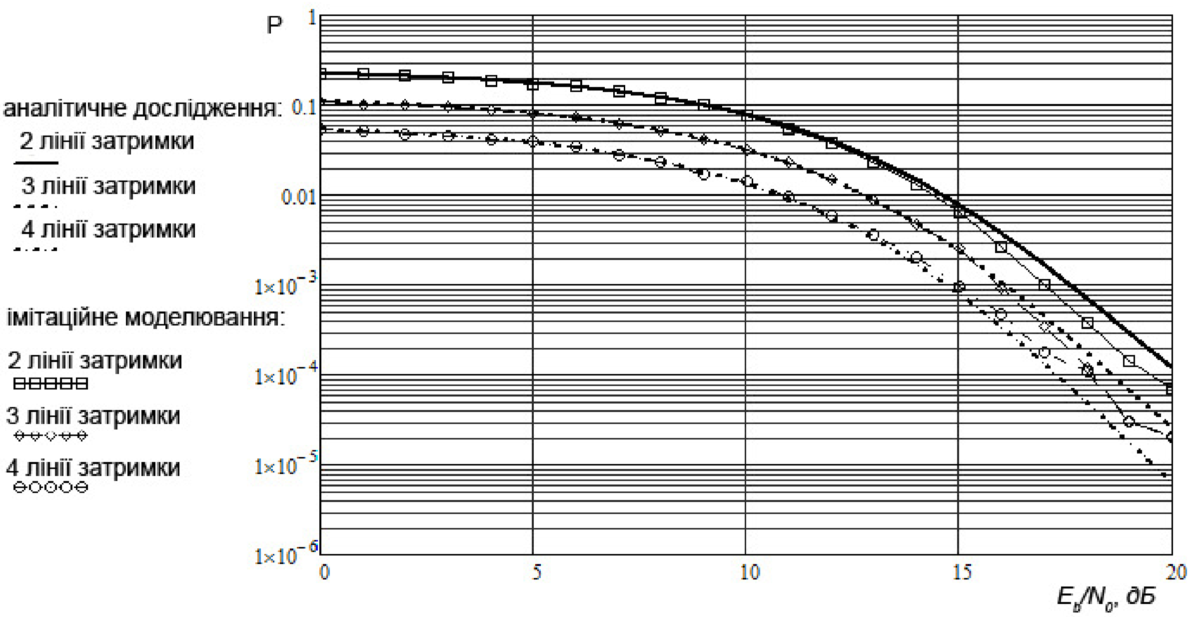

Рисунок 5 – Залежність ймовірності появи помилки від відношення "сигнал/шум" (аналітичне дослідження та імітаційне моделювання)

З рисунків 3-5 видно, що при збільшенні кількості ліній затримки завадостійкість системи передачі даних зростає і є більшою за завадостійкість системи, представленої на рис.1, проте водночас зростає і ймовірність невизначеного значення. Оскільки при появі невизначеного значення виконується повторний запит на надсилання інформаційного символу, то хоча і не виникає помилкового прийому, але знижується загальна швидкість передачі.

Висновок

1. Модифікована система передачі даних з шумовими сигналами має більшу завадостійкість порівняно з прототипом [3]; наприклад, при застосуванні у модифікованій системі та двох ліній затримки при відношенні «сигнал-шум», рівному 20 дБ, ймовірність появи помилки зменшується у 4,96 разу. При цьому ймовірність появи невизначеного значення прийому переданого сигналу становить 2%. Завадостійкість модифікованої системи передачі даних шумовими сигналами зростає при збільшенні кількості ліній затримки з одночасним зниженням її загальної ефективності через зменшення швидкості передачі даних, за рахунок повторної передачі при появі невизначеності.
2. Можливим удосконаленням описаної системи може бути модифікація вирішуючого пристрою шляхом застосування мажоритарного принципу прийняття рішення. Подібну модифікацію системи планується розглянути в подальшому.

Література

1. Wai Tam, Francis Lau, Chi Tse, Digital communication with chaos. – N.Y.: Elsevier, 2006. – 256 p.

2. Дідковський Р.М. Підвищення рівня захищеності даних в системах зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу / Дідковський Р.М., Метелап В.В. / Вісник ЧДТУ, № 3. – 2010. с. 53-57.

3. Пат. 68639 Україна, МПК(2012.01) H04B 7/00. Пристрій для передачі інформації шумовими сигналами / Первунінський С.М., Журавель П.Д.; заявник та власник – Черкаський державний технологічний університет. - № 201107502; заявл. 14.06.11 ; опубл. 10.04.12, Бюл. № 7.

4. Пат. 67760 Україна, МПК(2012.01) H04L7/00. Пристрій синхронізації в системах зв'язку з шумовими сигналами / Первунінський С.М., Вовченко О.В.; заявник та власник Черкаський державний технологічний університет. - № 201107718; заявл. 20.06.11 ; опубл. 12.03.12, Бюл. № 5.

5. Тихонов В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: «Радио и связь», 1991. – 608 с.

6. Вадзинский Р. Н. Справочник по вероятностным распределениям // Р. Н. Вадзинский. – СПб., Наука, 2001. – 295 с.

Відомості про авторів

Первунінський Станіслав Михайлович – доктор технічний наук, професор, завідувач кафедри Програмного забезпечення АС ЧДТУ, 18031, м. Черкаси, вул. Червоноармійська, 77., тел. (0472) 32-47-17, e-mail: cherkpervun@rambler.ru

Вовченко Олександр В'ячеславович – аспірант кафедри Програмного забезпечення АС ЧДТУ, 18000, м. Черкаси, вул. Чехова, 42, тел. (063) 469-94-92, e-mail: vovchenkoAlexandr@gmail.com

Журавель Павло Дмитрович – аспірант кафедри Програмного забезпечення АС ЧДТУ, 18030, Черкаси, вул. Подолинського, 24/к. 5, тел. (097) 432-67-34, e-mail: pzhuravel@gmail.com.