Висновки:

1. Обидва методи і відповідні їм алгоритми формування рівнянь виду (1) правильні, оскільки з табл. 3 випливає, що результати розв'язування отриманих за цими алгоритмами рівнянь (табл. 1 і 2) та за програмою MicroCap збігаються.

2. Обидва алгоритми дають рівняння (1) неоднакового вигляду, оскільки у кожному з рівнянь формуються неоднакові спільні множники.

3. Спільні множники можемо додатково виявляти і обома методами отримувати рівняння (1) у простішому вигляді.

1. Шаповалов Ю.І. Формування символьних рівнянь лінійних параметричних кіл методами виключення змінних // Моделювання та інформаційні технології: Зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. – К., 2008. – Вип.48. – С. 111–119. 2. Шаповалов Ю.І. Про можливість застосування матричних та топологічних методів до моделювання лінійних параметричних кіл: Зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. – К., 2008. – Вип.48. – С. 125–135. 3. Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. – К.: Техника, 1977. – 768 с. 4. Шаповалов Ю. Моделювання лінійних параметричних кіл частотним символьним методом // Вісник ДУ „Львівська політехніка". – 1998. – №343. – С. 126–132. 5. Шаповалов Ю., Мандзій Б. Символьний аналіз лінійних параметричних кіл: стан питань, зміст і напрямки застосування // Теоретична електротехніка. – 2007. – Вип. 59. – С.3–9.

УДК: 621.391

Лега Ю.Г., С.М. Первунінський, С.С. Гузнін
Черкаський державний технологічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ M-ПОЗИЦІЙНОГО АВТОКОРЕЛЯЦІЙНОГО ПРИЙМАЧА ШУМОВИХ СИГНАЛІВ В КАНАЛІ З АДИТИВНИМ БІЛИМ ГАУССОВИМ ШУМОМ

Представлено результати теоретичного та експериментального дослідження завадостійкості m-позиційного автокореляційного приймача шумових сигналів в каналі з адитивним білим гауссовим шумом. Практичні результати узгоджуються з теоретичними.

There are presented results of theoretical and experimental researches of noise-stability m-position autocorrelation receiver of noise signals in additive white Gaussian noise channel. Practical results are consistent with theoretical.

Постановка завдання

Проблема використання в техніці зв'язку шумоподібних та шумових сигналів привернула до себе увагу науковців ще в шістдесятих та сімдесятих роках минулого сторіччя [1, 2]. Такий інтерес пов'язаний з наступними перевагами:

1) підвищений рівень скритності передачі та захищеності інформації;

2) стійкість до змін параметрів каналу та багатопроменевого розповсюдження;

3) стійкість до постановки штучних завад;

Зростання вимог до захищеності інформації, обмеженості частотного ресурсу, розвиток елементної бази радіосистем та технологій обробки сигналів дають змогу по новому поглянути на можливість практичного використання багатьох запропонованих раніше схем.

У [3] запропоновано схему, що забезпечує підвищення швидкості передачі. Схему пристрою цієї системи зображено на рис. 1.

На рис. 1 використані такі позначення: Г – генератор шуму; τ – лінія затримки на час τ; $U_i(t)$, $i=\overline{1,m}$, – система псевдошумових ортогональних послідовностей; K_k, $k=\overline{1,m}$, – кореляційні пристрої.

Прикладом псевдошумової ортогональної системи $U_i(t)$, що складається з чотирьох послідовностей, може слугувати така матриця:

$$\mathrm{U}_{i,t} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

На виході передавача на одному символьному інтервалі довжини T сигнал має вигляд

$$x(t) = \xi(t) + \alpha_i U_i(t)\xi(t-\tau), \qquad (1)$$

де $\alpha_i \in \{0,1\}$, $i=\overline{1,m}$ – переданий інформаційний i-й символ m-позиційного коду.

На вході приймача спостерігається сигнал виду

$$y(t) = x(t) + \nu(t) = \xi(t) + \alpha_i U_i(t)\xi(t-\tau) + \nu(t), \qquad (2)$$

де $\nu(t)$ – адитивна завада, яка міститься у каналі зв'язку.

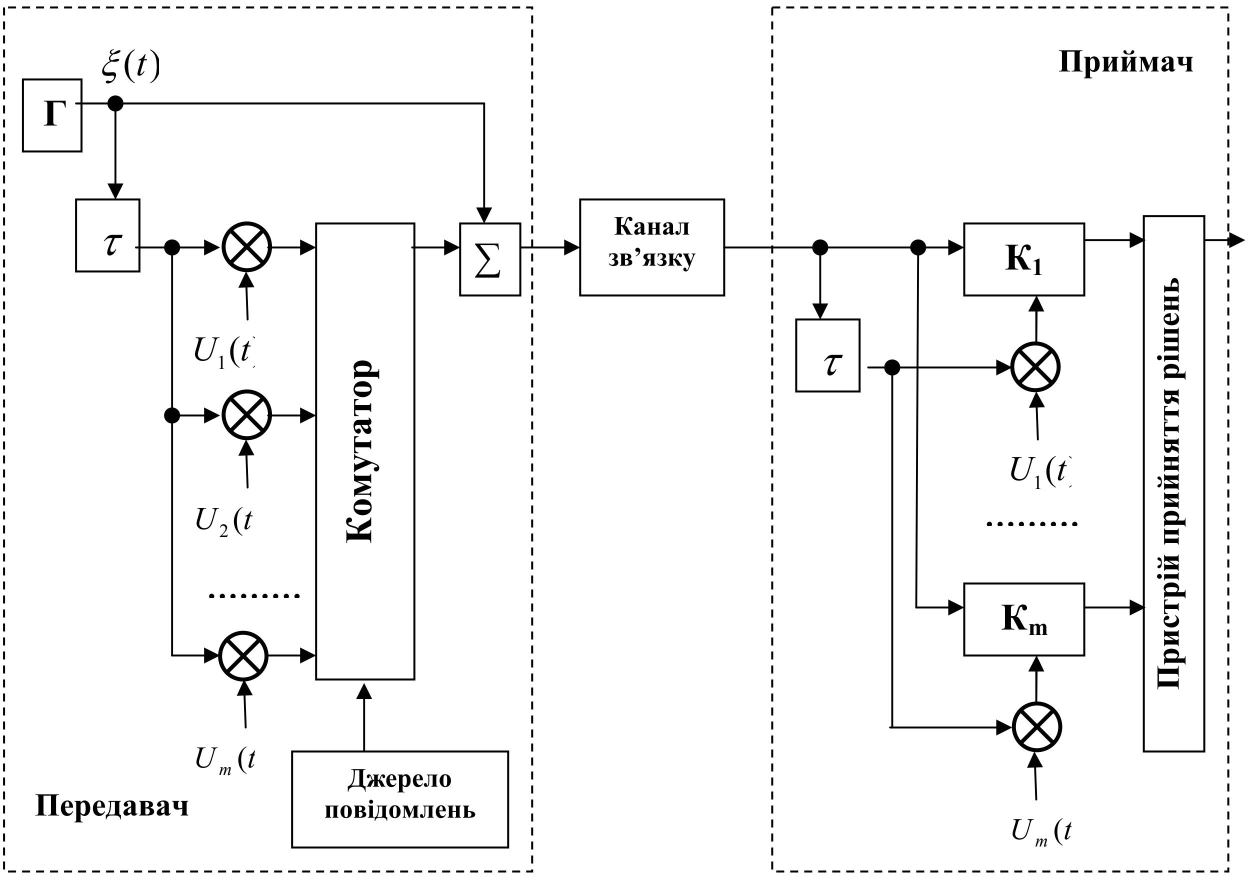

Рис. 1. Пристрій для передачі інформації m-позиційними шумовими сигналами

Значення сигналу на виході *k*-го кореляційного пристрою K_k визначається величиною

$$\vartheta_k = \int_{\tau}^{T+\tau} (\nu(t) + x(t))(\nu(t-\tau) + x(t-\tau))U_k(t)dt =$$

$$= \int_{\tau}^{T+\tau} (\nu(t) + \xi(t) + \alpha_i U_i(t)\xi(t-\tau))(\nu(t-\tau) + \xi(t-\tau) + \qquad (3)$$

$$+ \alpha_i U_i(t-\tau)\xi(t-2\tau))U_k(t)dt,$$

де $U_k(t)$, $k = \overline{1,m}$ – псевдошумова ортогональна послідовність, $U_k(t) = U_i(t)$, за $k=i$.

Пристрій прийняття рішень фіксує передачу символу $\alpha_k \in \{0,1\}$ при *k*-му, $k = \overline{1,m}$ виході, для якого сигнал, що знімається з кореляційного пристрою K_k, має максимальне амплітудне значення.

Мета роботи – теоретичне та експериментальне дослідження завадостійкості системи з М-позиційними шумовими сигналами в каналі з адитивним білим гауссовим шумом, зображеної на рис. 1.

Розв'язання задачі

Вирішувальний пристрій приймає правильне рішення про прийом символу $\alpha_k = 1$ у випадку, коли номер *k*-го кореляційного пристрою, на виході якого сигнал має максимальне амплітудне значення, дорівнює *i*-тому номеру вхідного каналу комутатора .

Як математичну модель виходу генератора шуму $\xi(t)$ оберемо стаціонарний гауссовий дельтакорельований центрований випадковий процес (гауссовий білий шум). Щільність розподілу одновимірного часового перерізу такого процесу має вигляд

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} e^{-\frac{x^2}{2D}},$$

де D – дисперсія.

Розкриваючи круглі дужки у виразі (3), можна виділити такі доданки:

$$\vartheta_k = \eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau) + \eta_{\nu_1,\xi}(t,t-\tau) + +\eta_{\nu_1,\xi}(t-\tau,t) + \eta_{\xi_k,\xi}(t,t-\tau) +$$
$$+ \eta_{\nu_1,\xi_i}(t,t-2\tau) + \eta_{\nu_1,\xi_i}(t-\tau,t-\tau) + \eta_{\xi_k,\xi_i}(t,t-2\tau) + \qquad (4)$$
$$+ \eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-2\tau) + \eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-\tau),$$

де введено такі позначення:

$$\eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau) = \int_{\tau}^{T+\tau} \nu(t)\nu(t-\tau)U_k(t)dt; \quad \eta_{\nu_1,\xi}(t,t-\tau) = \int_{\tau}^{T+\tau} \nu(t)\xi(t-\tau)U_k(t)dt;$$

$$\eta_{\nu_1,\xi}(t-\tau,t) = \int_{\tau}^{T+\tau} \nu(t-\tau)\xi(t)U_k(t)dt; \quad \eta_{\xi_k,\xi}(t,t-\tau) = \int_{\tau}^{T+\tau} \xi(t)\xi(t-\tau)U_k(t)dt;$$

$$\eta_{\nu_1,\xi_i}(t,t-2\tau) = \int_{\tau}^{T+\tau} \nu(t)\xi(t-2\tau)U_i(t-\tau)U_k(t)dt;$$

$$\eta_{\nu_1,\xi_i}(t-\tau,t-\tau) = \int_{\tau}^{T+\tau} \nu(t-\tau)\xi(t-\tau)U_i(t)U_k(t)dt;$$

$$\eta_{\xi_k,\xi_i}(t,t-2\tau) = \int_{\tau}^{T+\tau} \xi(t)\xi(t-2\tau)U_i(t-\tau)U_k(t)dt;$$

$$\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-2\tau) = \int_{\tau}^{T+\tau} \xi(t-\tau)\xi(t-2\tau)U_i(t)U_i(t-\tau)U_k(t)dt;$$

$$\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-\tau)=\int\limits_{\tau}^{T+\tau}\xi^2(t-\tau)U_i(t)U_k(t)dt\ ;\ \nu_1(t)=\nu(t)U_k(t);\ \xi_i(t)=\xi(t)U_i(t).$$

Обчислюючи значення початкових моментів, вважатимемо заваду $\nu(t)$ центрованою (з нульовим значенням моменту першого порядку), а $\xi(t)$ та $\nu(t)$ – стаціонарними в широкому сенсі. У цьому випадку й процеси $\xi_i(t)=\xi(t)U_i(t)$, $\nu_1(t)=\nu(t)U_k(t)$ за зміни псевдовипадкової функції $U(t)$ в інтервали часу кратні величині τ за природного допущення, що інтервал τ набагато менший від інтервалу кореляції процесів $\xi(t)$ й $\nu(t)$, також будуть центрованими й стаціонарними. За цих припущень матимемо:

$$m_1^{\eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau)}=M\int\limits_{\tau}^{T+\tau}\nu(t)\nu(t-\tau)U_k(t)dt=\int\limits_{\tau}^{T+\tau}M\{\nu_1(t)\}M\{\nu(t-\tau)\}dt=0.$$

Відповідно можна визначити рівняння:

$$\begin{aligned}&m_1^{\eta_{\nu_1,\xi}(t,t-\tau)}=m_1^{\eta_{\nu_1,\xi}(t-\tau,t)}=m_1^{\eta_{\xi_k,\xi}(t,t-\tau)}=m_1^{\eta_{\nu_1,\xi_i}(t,t-2\tau)}=\\&=m_1^{\eta_{\nu_1,\xi_i}(t-\tau,t-\tau)}=m_1^{\eta_{\xi_k,\xi_i}(t,t-2\tau)}=m_1^{\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-2\tau)}=0;\end{aligned}\tag{5}$$

$$\begin{aligned}&m_1^{\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-\tau)}=\int\limits_{\tau}^{T+\tau}M\{\xi^2(t-\tau)\}U_i(t)U_k(t)dt=\\&=\sigma_\xi^2\int\limits_{\tau}^{T+\tau}U_i(t)U_k(t)dt=\begin{cases}\sigma_\xi^2 n\tau, & k=i\\ 0, & k\neq i.\end{cases}\end{aligned}\tag{6}$$

Узагальнюючи величини, представлені у виразах (5)–(6), матимемо:

$$m_1^{\vartheta_k}=M\{\vartheta_k\}=\begin{cases}\sigma_\xi^2 n\tau=\sigma_\xi^2 T, & k=i;\\ 0, \quad k\neq i, & i=\overline{1,m}.\end{cases}\tag{7}$$

Обчислення другого початкового моменту $m_2^{\vartheta_k}$, $k=\overline{1,m}$ пов'язане з визначенням значення

$$\begin{aligned}m_2^{\vartheta_k}&=M\{\vartheta_k^2\}=M\{[\eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau)+\eta_{\nu_1,\xi}(t,t-\tau)+\eta_{\nu_1,\xi}(t-\tau,t)+\\&+\eta_{\nu_1,\xi_i}(t,t-2\tau)+\eta_{\xi_k,\xi}(t,t-\tau)+\eta_{\nu_1,\xi_i}(t-\tau,t-\tau)+\\&+\eta_{\xi_1,\xi_1}(t,t-2\tau)+\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-2\tau)+\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-\tau)]^2\}.\end{aligned}\tag{8}$$

Визначаючи величини цих доданків, вважаємо, що випадкові процеси $\xi(t)$ й $\nu(t)$ мають кумулянтні функції другого порядку σ_ξ^2 та σ_ν^2.

Визначимо значення величини:

$$\begin{aligned}m_2^{\eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau)}&=M\{\eta_{\nu_1,\nu}^2(t,t-\tau)\}=M\{[\int\limits_{\tau}^{T+\tau}\nu(t)\nu(t-\tau)U_k(t)dt]^2\}=\\&=M\{\int\limits_{\tau}^{T+\tau}\nu(t)\nu(t-\tau)U_k(t)dt\int\limits_{\tau}^{T+\tau}\nu(x)\nu(x-\tau)U_k(x)dx\}=\\&=\int\limits_{\tau}^{T+\tau}\int\limits_{\tau}^{T+\tau}M\{\nu(t)\nu(x)\nu(t-\tau)\nu(x-\tau)\}U_k(t)U_k(x)dxdt.\end{aligned}\tag{9}$$

Момент четвертого порядку спільно з гауссовими центрованими випадковими величинами $\nu(t),\nu(x),\nu(t-\tau),\nu(x-\tau)$ визначається такою формулою [4]:

$$\begin{aligned}&M\{\nu(t),\nu(x),\nu(t-\tau),\nu(x-\tau)\}=M\{\nu(t),\nu(x)\}M\{\nu(t-\tau),\nu(x-\tau)\}+\\&+M\{\nu(t),\nu(t-\tau)\}M\{\nu(x),\nu(x-\tau)\}+M\{\nu(t),\nu(x-\tau)\}M\{\nu(x),\nu(t-\tau)\}.\end{aligned}\tag{10}$$

Користуючись співвідношенням (9) та (10), одержимо

$$m_2^{\eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau)} = \sigma_\nu^2 \int_\tau^{T+\tau}\int_\tau^{T+\tau} M\{\nu(t)\nu(x)\}\delta(t-x)U_k(t)U_k(x)dxdt \; +$$

$$+\sigma_\nu^4 \int_\tau^{T+\tau}\int_\tau^{T+\tau} \delta(\tau)\delta(\tau)\}U_k(t)U_k(x)dxdt \; +$$

$$+\sigma_\nu^4 \int_\tau^{T+\tau}\int_\tau^{T+\tau} \delta(t-x+\tau)\delta(t-x-\tau)U_k(t)U_k(x)dxdt \, .$$

Інтегрування виразів, що входять в отриманий вираз, припускає використання рівності

$$\int_\tau^{T+\tau} U_k^2(t)dx = T = n\tau, \quad k=\overline{1,m},$$

застосовуючи яку, з урахуванням фільтрувальної властивості дельта-функції, матимемо

$$m_2^{\eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau)} = \sigma_\nu^4 T \, . \tag{11}$$

З формули (8), враховуючи незалежність випадкових величин $\nu(t)$, $\xi(x)$ і фільтрувальної властивості дельта-функції, можна знайти значення таких моментів:

$$m_2^{\eta_{\nu_1,\xi}(t,t-\tau)} = \int_\tau^{T+\tau}\int_\tau^{T+\tau} M\{\nu(t)\nu(x)\}\sigma_\xi^2\delta(t-x)U_k(t)U_k(x)dxdt = \sigma_\nu^2\sigma_\xi^2 T \, . \tag{12}$$

В подібний спосіб з (8) можна знайти значення таких моментів:

$$m_2^{\eta_{\nu_1,\xi}(t-\tau,t)} = \sigma_\nu^2\sigma_\xi^2 T; \quad m_2^{\eta_{\nu_1,\xi_i}(t-\tau,t-\tau)} = \sigma_\xi^2\sigma_\nu^2 T; \quad m_2^{\eta_{\nu_1,\xi_i}(t,t-2\tau)} = \sigma_\xi^2\sigma_\nu^2 T; \tag{13}$$

Трохи інші величини виходять у моментів

$$m_2^{\eta_{\xi_k,\xi}(t,t-\tau)} = m_2^{\eta_{\xi_1,\xi_1}(t,t-2\tau)} = m_2^{\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-2\tau)} = \sigma_\xi^4 T \, . \tag{14}$$

Окремо варто розглянути значення величини

$$m_2^{\eta_{\xi_k,\xi_i}(t-\tau,t-\tau)} = \begin{cases} \sigma_\xi^4(2T+T^2), & k=i, \\ 2\sigma_\xi^4 T, & k \neq i. \end{cases} \tag{15}$$

Обчислення подвоєних парних добутків елементів, записаних у квадратних дужках виразу (8), приводить до таких величин:

$$M\{2\eta_{\nu_1,\nu}(t,t-\tau)\eta_{\nu_1,\xi}(t,t-\tau)\} =$$

$$= 2\int_\tau^{T+\tau} M\{\nu(t)\nu(t-\tau)\nu(x)\xi(x-\tau)U_k(t)U_k(x)\}dtdx = 0.$$

Нульові значення виходять і для моментів від добутків усіх інших парних добутків доданків у виразі (8). Отже, узагальнюючи наведені вище результати, можна записати, що

$$m_2^{\vartheta_k} = M\{\vartheta_k^2\} = \begin{cases} (\sigma_\nu^4 + 4\sigma_\nu^2\sigma_\xi^2 + 5\sigma_\xi^4)T, & k \neq i, \quad i=\overline{1,m}; \\ (\sigma_\nu^4 + 4\sigma_\nu^2\sigma_\xi^2 + 5\sigma_\xi^4 + \sigma_\xi^4 T)T, & k=i. \end{cases} \tag{16}$$

Маючи у своєму розпорядженні значення початкових моментів гауссових випадкових величин ϑ_i, $i=\overline{1,m}$, визначимо їхню дисперсію:

$$D_2^{\vartheta_i} = m_2^{\vartheta_i} - \left(m_1^{\vartheta_i}\right)^2 = (\sigma_\nu^4 + 4\sigma_\nu^2\sigma_\xi^2 + 5\sigma_\xi^4)T, \quad i=\overline{1,m} \, . \tag{17}$$

Обчислення спільних моментів випадкових величин ϑ_i, $i=\overline{1,m}$ можна виконати за розглянутою вище методикою, при цьому одержимо такі моменти:

$$M\{\vartheta_k\vartheta_i\} = \begin{cases} 0, & k \neq i; \\ (\sigma_\nu^4 + 4\sigma_\nu^2\sigma_\xi^2 + 5\sigma_\xi^4 + \sigma_\xi^4 T)T, & k=i. \end{cases} \tag{18}$$

Взаємна некорельованість гауссових випадкових величин ϑ_i, $i=\overline{1,m}$ вказує й на їхню взаємну незалежність, що значно спрощує обчислення ймовірності помилки в розглянутій системі. Визначення ймовірності помилки виконаємо для випадку, коли сигнали, передані по кожній з ***m*** позицій мають рівну дисперсію й передаються з однаковою апріорною ймовірністю. Для цього скористаємося значенням умовної спільної щільності ймовірності $\omega(\vartheta_1,\vartheta_2,...\vartheta_m/\alpha_i)$ гауссових випадкових величин ϑ_i, $i=\overline{1,m}$, що має вигляд

$$\omega(\vartheta_1,\vartheta_2,...\vartheta_m/\alpha_i)=\prod_{k=1}^{m}\omega(\vartheta_k/\alpha_i), \tag{19}$$

де $\omega(\vartheta_k/\alpha_i)$ – умовна щільність імовірності випадкової величини ϑ_k під час передачі сигналу по i-й позиції (α_i =1);

$$\omega(\vartheta_k/\alpha_i)=\frac{1}{\sqrt{2\pi D_2^{\vartheta_k}}}\exp(-\frac{(\vartheta_k-m_1^{\vartheta_k})^2}{2D_2^{\vartheta_k}}, \tag{20}$$

з урахуванням значень моментів і дисперсій з формул (7) і (17), одержимо

$$\omega(\vartheta_1,\vartheta_2,...\vartheta_m/\alpha_i)=\frac{1}{\left(\sqrt{2\pi D_2^{\vartheta_i}}\right)^m}\exp\left(-\frac{(\vartheta_i-m_1^{\vartheta_i})^2+\sum\limits_{\substack{k=1,\\k\neq i}}^{m}(\vartheta_k)^2}{2D_2^{\vartheta_i}}\right). \tag{21}$$

Знаючи умовну щільність імовірності $\omega(\vartheta_1,\vartheta_2,...\vartheta_m/\alpha_i)$, можна знайти ймовірність правильного розв’язку під час приймання сигналу i-ї позиції:

$$P_{i,i}=\int_{-\infty}^{\infty}d\vartheta_i\int\limits_{-\infty}^{\vartheta_i}\!\!...\!\!\int\omega(\vartheta_1,\vartheta_2,...\vartheta_m/\alpha_i)d\vartheta_1...d\vartheta_{i-1}d\vartheta_{i+1}...d\vartheta_m. \tag{22}$$

У результаті інтегрування у виразі (22) з підстановкою (21) запишемо

$$P_{i,i}=\frac{1}{\sqrt{2\pi D_2^{\vartheta_i}}}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left(-\frac{(x-m_1^{\vartheta_i})^2}{2D_2^{\vartheta_i}}\right)\Phi^{m-1}\left(x/\sqrt{D_2^{\vartheta_i}}\right)dx, \tag{23}$$

де $\Phi\left(z\right)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int\limits_{-\infty}^{z}\exp(-x^2/2)dx$ – інтеграл імовірності.

Отриманий вираз заміною змінною інтегрування може бути наведений до зручнішого для обчислень вигляду:

$$P_{i,i}=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left(-\frac{(z-m_1^{\vartheta_i}/\sqrt{D_2^{\vartheta_i}})^2}{2}\right)\Phi^{m-1}\left(z\right)dz. \tag{24}$$

Для рівноймовірних сигналів імовірність правильного прийому кожного із сигналів однакова. Повна ймовірність помилки, що визначає завадостійкість системи, за розрізнення рівноймовірних сигналів визначається співвідношенням

$$P=\sum_{i=1}^{m}(1-P_{i,i})p_i=\sum_{i=1}^{m}\frac{1}{m}(1-P_{i,i})=1-P_{i,i}, \tag{25}$$

де p_i – апріорна ймовірність передачі сигналу i-ї позиції.

Як бачимо з формул (24), (25), імовірність помилки в системі залежить від величини

$$G=m_1^{\vartheta_i}/\sqrt{D_2^{\vartheta_i}}=\sigma_\xi^2\sqrt{T}/\sqrt{\sigma_\nu^4+4\sigma_\nu^2\sigma_\xi^2+5\sigma_\xi^4}\ . \tag{26}$$

Підставляючи значення $T = n\tau = n / \Delta F$ в (26), можна записати

$$G = \sigma_\xi^2 \sqrt{n / \Delta F} / \sqrt{\sigma_\nu^4 + 4\sigma_\nu^2 \sigma_\xi^2 + 5\sigma_\xi^4} = q\sqrt{n / \Delta F} / \sqrt{1 + 4q + 5q^2}\ , \quad (27)$$

де уведене позначення $q = \sigma_\xi^2 / \sigma_\nu^2$ – перевищення сигналу над шумом.

Задля експериментального дослідження схеми, зображеної на рис. 1, побудовано макет. Макет складається з двох ПЕОМ; кабелю, який містить два провідники, що з'єднують між собою вихід звукової плати Line-OUT, одного ПЕОМ з входом звукової карти Line-IN іншого ПЕОМ; двох програм, які моделюють роботу вищезазначеної схеми.

На одній з ПЕОМ виконується програма "Transmitter". Ця програма, моделюючи роботу передавача (рис. 1), генерує m-позиційний шумовий сигнал та заваду заданої довжини, додає до сигналу заваду, отриманий сигнал у вигляді дискретних відліків записує до буфера звукової карти. Звукова карта за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) шляхом згладжування (інтерполяції) формує з отриманих відліків інформаційного сигналу та завади аналоговий сигнал та подає на вихід Line-OUT карти.

На іншому ПЕОМ, на вході Line-IN звукової карти аналоговий сигнал направляється на вхід аналого-цифрового перетворювача (АЦП), отримані відліки, які є сумою інформаційного сигналу та завади, надходять до буфера звукової карти. Програма "Receiver", моделюючи роботу приймача (рис. 1), отримує дискретні відліки з буфера звукової карти та на їх основі робить оцінку прийнятого символу.

Для зменшення впливу ефекту розсинхронізації між тактовими генераторами ЦАП-передавача та АЦП-приймача інформаційний сигнал розбивається на пакети, які містять 200 елементаринх символів. Синхронізація моменту початку передачі інформаційного пакета виконується додаванням до останнього сигналу синхронізації (Код Баркера з N=13). Приймач приймає рішення про прийом інформаційного пакета у випадку, коли кореляційна функція сигналу коду Баркера досягає порогового значення.

Програми передавача та приймача сигналів виконані з використанням візуального середовища програмування «Delphi 7».

На рис. 2 зображено результати теоретичних та експериментальних досліджень завадостійкості схеми.

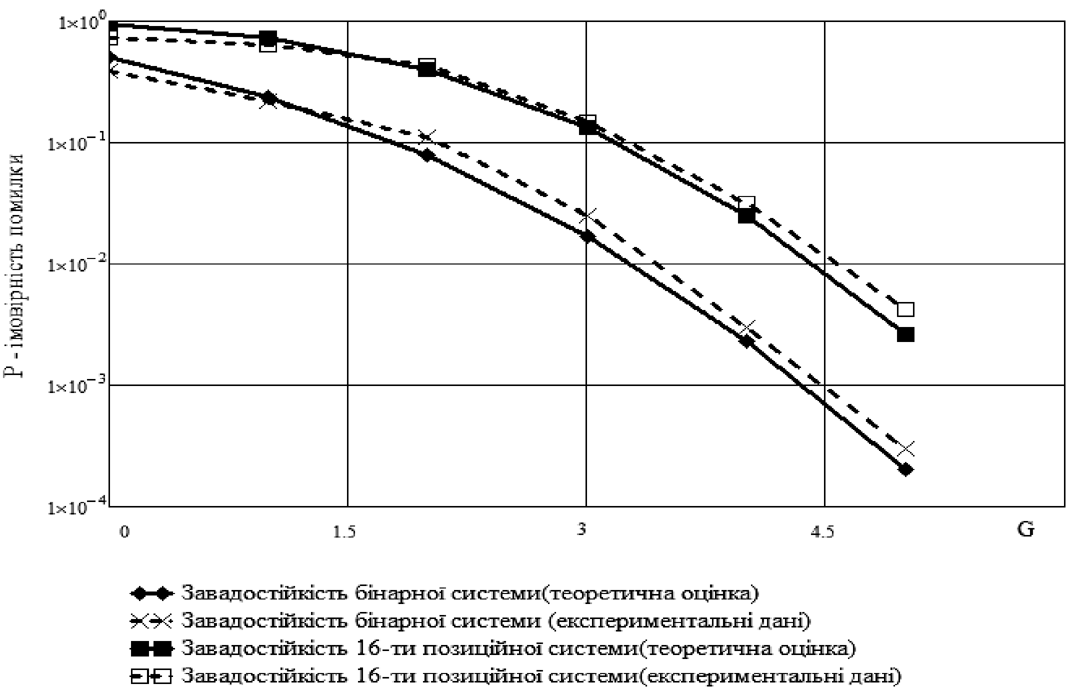

Рис. 2. Оцінка залежності імовірності помилки прийому p від величини G бінарного та 16-позиційного приймача

Висновки

Результати експериментального дослідження бінарної системи (нижня крива позначена пунктиром на рис. 2) та 16-позиційної (верхня крива позначена пунктиром) з незначною похибкою повторюють теоретичні результати (суцільні криві), а отже, результат експерименту узгоджується з теорією у межах похибки, яку можна пояснити внутрішніми шумами системи прийому/передачі, зокрема в трактах ЦАП та АЦП [7]. З аналізу графіка (рис. 2) також зрозуміло, що зі збільшенням кількості позицій m зростає й імовірність помилки P, проте використання m-позиційних сигналів збільшує інформаційну ємність сигналу до величини $\log_2 m$ біт. Тому вибір кількості позицій сигналу є компромісом між швидкістю передачі та завадостійкістю.

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1963. 2. Семенов А.М., Сикарев А.А. Широкополосная радиосвязь. – М.: Воениздат, 1970. 3. Пат. 32884 Україна, H 04 B 7/00. Пристрій для передачі інформації M-позиційними шумовими сигналами / Лега Ю.Г., Первунінський С.М., Гузнін С.С.; заявник та власник Черкаський державний технологічний університет. – № 200713382; Заявл. 30.11.07; Опубл. 10.06.08, Бюл. № 11. 4. Тихонов В.И., Харисонов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: «Радио и связь», 1991. – 608 с. 5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр.; Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 1104 с. 6. Кинтцель Т. Руководство программиста по работе со звуком / Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2000. – 432 с. 7. McCarthy B. Sound systems: design and optimization. First edition. – NewYork: Focal Press, 2007. – 527 p.

УДК 621.3.006.357

Ю.Ю. Коляденко, Л.О. Токар
Харківский державний регіональный науково-технічний центр з питань ТЗІ

МОДИФІКАЦІЯ МЕТОДУ РОЗПОДІЛУ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ В УМОВАХ КОНВЕРСІЇ РАДІОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

Розглянуто один зі шляхів розв'язання задачі електромагнітної сумісності (ЕМС) – метод частотного планування за допомогою мінімізації кількості частотних каналів, що використовуються, для виконання умов забезпечення ЕМС.

One of paths of decision of task of electromagnetic compatibility (EMC) is considered in the article – method of the frequency planning by minimization of amount of the used frequency channels for implementation of terms of the EMC providing.

Вступ

Сьогодні кількість радіоелектронних засобів (РЕЗ) різного призначення перевищує можливості задоволення їх частотних потреб у смугах радіочастотного спектра, що традиційно використовуються. Зокрема, розгортання в Україні мереж стільникового зв'язку третього покоління (3G) зумовило актуальність робіт з забезпечення їх сумісного функціонування з мережами радіорелейних станцій та засобами авіаційного зв'язку у загальних смугах частот [1]. Одним зі шляхів розв'язання цієї задачі є вдосконалення методів частотного планування цих мереж з метою мінімізації кількості частотних каналів, що використовуються, під час виконання встановлених умов забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) [2].