

2. Предложен подход к построению формирующего узла, базирующийся на использовании реверсивного широтно-импульсного преобразователя с цифровым квазиоптимальным регулятором.

3. Предложены функциональные схемы потенциостатов нового поколения, опирающихся преимущественно на цифровую элементную базу и программируемую логику, а также даны рекомендации по построению отдельных узлов.

4. Показано, что важнейшей составляющей трудоемкости проектирования предложенных структур является две составляющих прикладного программного обеспечения – хост-программа для персонального компьютера и резидентная программа для встроеного микроконтроллера. Наведены примеры реализованных алгоритмов.

Список использованных источников

1. Інгібіторний захист обладнання харчової промисловості / О. І. Сиза, О. М. Савченко, Ю. В. Квашук, С. В. Гаценко // Вісник Черніг. держ. технол. ун-ту. – 2011. – №1 (47). – С. 220-224.

2. Особливості впливу стаціонарних електричних полів на корозійне руйнування металів / О. Сиза, В. Старчак, О. Вервейко [та ін.] // Фізико-хімічна механіка матеріалів. – Львів: Фізико-механічний інститут ім. Г. В. Карпенка НАН України, 2010. – №8. – С. 84-87.

3. Дамаскин Б. Б. Практикум по электрохимии / Б. Б. Дамаскин, О. А. Петрий, Б. И. Подловченко [и др.]; под ред. Б. Б. Дамаскина. – М.: Высш. шк., 1991. – 288 с.

4. Потенциостат П-5848. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.

5. Войтенко В. П. Застосування штучних нейронних мереж для ідентифікації промислових об'єктів керування / В. П. Войтенко, М. А. Хоменко, П. В. Рудіч // Вісник ЧДТУ. – Чернігів: ЧДТУ, 2011. – № 1 (47). – С. 196-201.

6. Войтенко В. П. Нейроідентифікація в промислових регуляторах / В. П. Войтенко, М. А. Хоменко // Технічна електродинаміка. – 2008. – С. 60-61. – (Тем. вип. “Силова електроніка та енергоефективність”, ч. 2).

7. Войтенко В. П. Квазиоптимальні промислові регулятори з автоматичною параметричною ідентифікацією / Войтенко В. П. // Технічна електродинаміка. – 2004. – С. 85-90. – (Тем. вип. “Силова електроніка та енергоефективність”, ч. 3).

УДК 621.391

С.В. Зайцев, канд. техн. наук

Чернігівський державний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

АНАЛІЗ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З НАВМИСНИМИ ЗАВАДАМИ ТА СИГНАЛАМИ OFDM

Проводиться аналіз впливу навмисних завад типу білий гаусівський шум на системи зв'язку з сигналами, які побудовані на основі технології OFDM. Отримані нові аналітичні залежності для розрахунку пропускної спроможності телекомунікаційних радіосистем з технологією OFDM, що враховують спектральні характеристики та цільності розподілу ймовірностей квадратурних складових завад.

Вступ

Перспективним напрямком розвитку відомчих телекомунікаційних радіосистем є впровадження програмованих радіостанцій (SDR—software defined radio), принцип побудови яких заснований на апаратно-програмній реалізації. Програмовані радіостанції наступних поколінь будуть застосовувати декілька режимів роботи: робота з сучасними транкінговими радіозасобами, КХ/УКХ радіостанціями та мобільними радіозасобами покоління 3G та 4G. Одним з режимів є режим роботи в умовах впливу навмисних завад, тобто завад, які створюються станціями радіоелектронної протидії.

В якості модуляції сигналу застосовуються спектрально-ефективні методи ФМ-М (М-PSK), КАМ-М (QAM-М), які дозволяють ефективно використовувати пропускну спроможність каналу зв'язку [1; 2]. Крім того, ефективним напрямком підвищення

пропускної спроможності та завадозахищеності каналів є застосування технології ортогонально-частотного мультиплексування OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing). При використанні в програмованій радіостанції (ПРС) демодулятора з “м’яким” виходом на етапі проектування використовуються моделі дискретно-неперервного каналу зв’язку [3; 4].

Аналіз досліджень і публікацій

Розрахувати пропускну спроможність каналу зв’язку з використанням класичних аналітичних залежностей неможливо, тому що ці вирази отримані для умов передачі інформації в умовах впливу тільки флуктуаційного шуму [5]. Аналізу пропускної спроможності каналу зв’язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завод від однієї станції радіоелектронної протидії присвячені роботи деяких учених [5-7]. Виникає завдання аналізу пропускної спроможності каналу зв’язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завод від декількох станцій радіоелектронної протидії для радіостанції з технологією OFDM.

Постановка завдання

Метою статті є отримання аналітичних залежностей для розрахунку пропускної спроможності дискретно-неперервного каналу зв’язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завод від декількох станцій радіоелектронної протидії для радіостанцій, які використовують технологію OFDM.

Виклад основного матеріалу

Основна ідея методу OFDM полягає в тому, що смуга пропускання каналу розбивається на групу вузьких смуг (субканалів), кожна зі своєю піднесучою. На всіх піднесучих сигнал передається одночасно, що дозволяє забезпечити велику швидкість передачі інформації при невеликій швидкості передачі в кожному окремому субканалі [8; 9]. Сигнал OFDM складається із N ортогональних піднесучих, модульованих N паралельними потоками даних.

Формування підканалів з ортогональними піднесучими відбувається за допомогою процедури зворотного дискретного перетворення Фур’є (ДПФ). На практиці процедури зворотного ДПФ (на передаючій стороні) та прямого ДПФ (на прийомній) реалізуються за допомогою алгоритму швидкого перетворення Фур’є (ШПФ) та виконуються процесором ШПФ [9].

Таким чином, функції OFDM-модулятора зводяться до формування складового неперервного сигналу, який містить N піднесучих, більша частина з яких модульовані інформаційними символами на інтервалі T_S [9]:

$$x(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cos(2\pi f_k t - \varphi_k) = \sum_{k=0}^N \operatorname{Re}(\dot{a}_k e^{j2\pi f_k t}), \quad (1)$$

де $\dot{a}_k = a_k e^{j\varphi_k}$ – комплексний модулюючий символ (ФМ-М або КАМ-М), T_S – тривалість символу, a_k – амплітуда символу, φ_k – фаза символу, $k = \overline{1, N}$.

Реалізація функцій OFDM-модулятора на базі цифрового процесора ШПФ передбачає перехід від безперервного часу до дискретного ($t = nT$), при цьому вираз (1), з урахуванням періоду дискретизації $T = T_S / N$, набуде вигляду [9]:

$$X_n = X(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left(\dot{a}_k e^{j2\pi k n \frac{T}{T_S}} \right) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left(\dot{a}_k e^{jkn \frac{2\pi}{N}} \right). \quad (2)$$

Вираз (2) являє собою дійсну частину зворотного ДПФ набору паралельно переданих символів \dot{a}_k .

При демодуляції приймальний пристрій з прийнятого сигналу видобуває часові відліки $\dot{X}(nT)$ і, застосовуючи до них процедуру ШПФ, формує оцінки переданих інформаційних символів [9]:

$$\dot{a}'_k = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{X}(nT) e^{-jkn \frac{2\pi}{N}}.$$

Структурна схема формування сигналів OFDM, вплив флуктуаційного шуму, навмисних завад та демодуляція сигналів OFDM показана на рис. 1. Пунктирною лінією виділений дискретно-неперервний канал. Кожен субканал модулятора сигналів OFDM, показаний на рис. 1, має вигляд, як на рис. 2. Субканал демодулятора сигналів OFDM показаний на рис. 3.

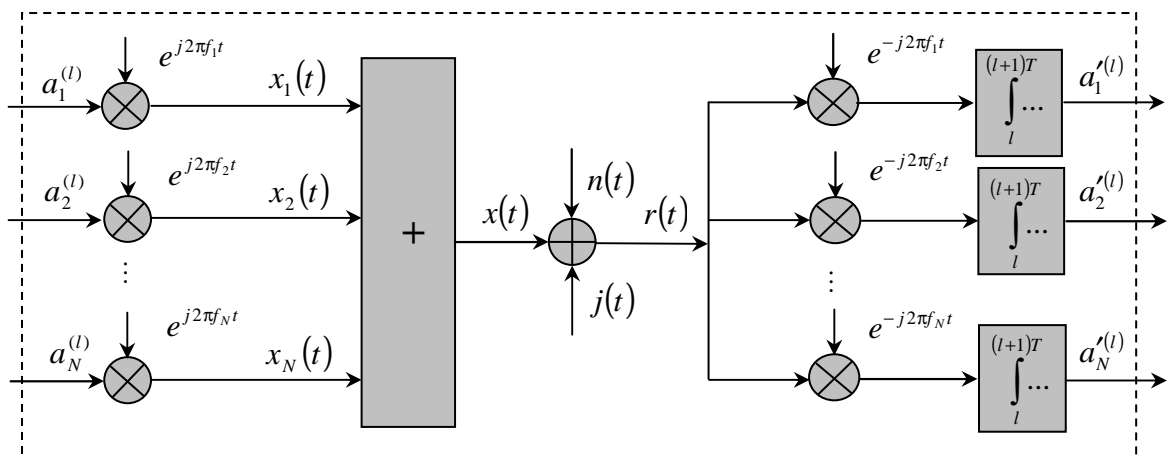


Рис. 1. Структурна схема дискретно-неперервного каналу з OFDM

Набір сигналів $\{x_k(t)\}$, $k = \overline{1, N}$ виражається лінійною комбінацією N ортогональних сигналів $\psi_{k1}(t), \psi_{k2}(t), \dots, \psi_{kN}(t)$ [7]:

$$x_k(t) = \sum_{n=1}^N x_{kn} \psi_{kn}(t), \quad k = \overline{1, N},$$

де x_{kn} – коефіцієнти при $\psi_{kn}(t)$ розкладання сигналів по базисних функціях (коефіцієнт ортонормованого розкладання або проекція сигналів $\{x_k(t)\}$, на базиси $\psi_{kn}(t)$).

При передачі цифрової інформації за допомогою модуляції ФМ-М радіоімпульси на виході модулятора мають однакову амплітуду та частоту, і відрізняються лише початковими фазами.

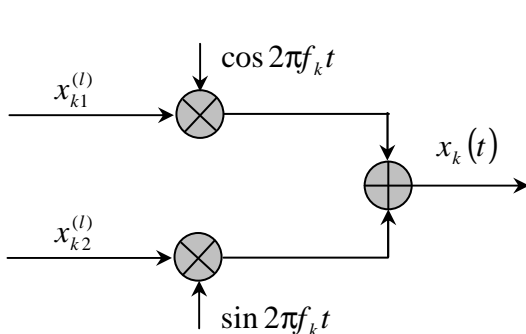


Рис. 2. Субканал OFDM-модулятора

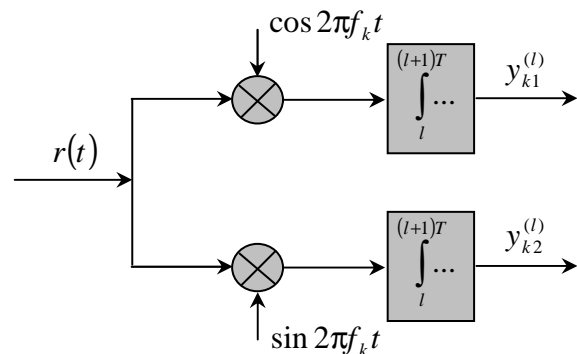


Рис. 3. Субканал OFDM-демодулятора

Для когерентних M -позиційних схем ФМ сигнал $x_k(t) = \text{Re}(\dot{a}_k e^{j2\pi f_k t}) = \sqrt{2E_s/T} \cos(\omega_k t - \phi_k) = \sqrt{2E_s/T} \cos(\omega_k t - 2\pi m/M)$, $0 \leq t \leq T$, E_s – енергія сигналу, ω_k – несучі частоти, T – час передачі символу, $m = \overline{1, M}$, M – розмірність сигнального простору [7].

Припускаючи простір ортонормованим, представимо сигнали $x_k(t)$, $k = \overline{1, N}$ M -позиційної ФМ у вигляді:

$$x_k(t) = x_{k1}\psi_{k1}(t) + x_{k2}\psi_{k2}(t) = \sqrt{E_s} \cos(2\pi m/M)\psi_{k1}(t) + \sqrt{E_s} \sin(2\pi m/M)\psi_{k2}(t),$$

$$\psi_{k1}(t) = \sqrt{2/T} \cos \omega_k t, \quad \psi_{k2}(t) = \sqrt{2/T} \sin \omega_k t, \quad x_{k1} = \sqrt{E_s} \cos(2\pi m/M),$$

$$x_{k2} = \sqrt{E_s} \sin(2\pi m/M) \in \text{коєфіцієнтами ортонормованого розкладання сигналів } \{x_{km}(t)\}$$

у двовимірному евклідовому просторі.

Зі способу синтезу сигналів $\{x_k(t)\}$ з відповідних коєфіцієнтів $\{x_{kn}\}$ походить і спосіб відновлення векторів за сигналами (передбачається, що сигнали $x_k(t)$, $k = \overline{1, N}$ завадами не спотворюються).

$$\int_0^T x_k(t)\psi_{kl}(t)dt = \int_0^T \left[\sum_{n=1}^N x_{kn}\psi_{kn}(t) \right] \psi_{kl}(t)dt = \sum_{n=1}^N x_{kn} \int_0^T \psi_{kn}(t)\psi_{kl}(t)dt = \sum_{n=1}^N x_{kn} \delta_{knl} = x_{kl},$$

де символ Кронекера $\delta_{nl} = \begin{cases} 1, n = l, \\ 0, n \neq l. \end{cases}$

Виконуючи множення та інтегрування для кожної з функції $\psi_{kl}(t)$, $1 \leq l \leq N$, отримуємо $\vec{x}_k = (x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kN})$.

В N -вимірному евклідовому просторі коєфіцієнти сигналу OFDM можна представити як:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix}.$$

Відповідно в двовимірному просторі:

$$\mathbf{X}^T = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{21} & \dots & x_{N1} \\ x_{12} & x_{22} & \dots & x_{N2} \end{bmatrix}.$$

У каналі зв'язку переданий OFDM-сигнал $x(t)$ спотворюється мультиплікативними та адитивними завадами. Мультиплікативні завади представляються матрицею передачі каналу \mathbf{H} . В роботі передбачається, що всі елементи матриці \mathbf{H} дорівнюють одиниці. В якості адитивних завад розглядаються флуктуаційний шум $n(t)$ та завади $j(t)$.

Флуктуаційний шум $n(t)$ математично можна представити як випадковий процес: $n(t) = N(t) \cos(\omega_k t - \phi_k) = N(t) \cos \phi_k \cos \omega_k + N(t) \sin \phi_k \sin \omega_k$, де $N(t) \cos \phi_k$ та $N(t) \sin \phi_k$ – гаусівські нормально розподілені випадкові величини. Шум $n_k(t)$, який присутній в k -му субканалі OFDM-демоделюатора, можна виразити як лінійну комбінацію N ортогональних сигналів $\psi_{k1}(t), \psi_{k2}(t), \dots, \psi_{kN}(t)$

$$n_k(t) = \sum_{n=1}^N n_{kn} \psi_{kn}(t), \quad k = \overline{1, N}.$$

Для двовимірного простору $n_k(t) = n_{k1}\psi_{k1}(t) + n_{k2}\psi_{k2}(t)$, $k = \overline{1, N}$.

Таким чином, сигнал $n_k(t)$ можна представити у вигляді вектора $\vec{n}_k = (n_{k1}, n_{k2}, \dots, n_{kN})$ або в матричному вигляді $\mathbf{N}_k = [n_{k1} \ n_{k2} \ \dots \ n_{kN}]$.

В N -вимірному евклідовому просторі для кожного субканалу OFDM-демодулятора коефіцієнти процесу шуму будуть мати наступний вигляд:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & \dots & n_{1N} \\ n_{21} & n_{22} & \dots & n_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N2} & \dots & n_{NN} \end{bmatrix}.$$

Відповідно в двовимірному просторі:

$$\mathbf{N}^T = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{21} & \dots & n_{N1} \\ n_{12} & n_{22} & \dots & n_{N2} \end{bmatrix}.$$

Аналогічно флуктуаційному шуму навмисні завади математично можна записати теж як випадковий процес: $j(t) = J(t) \cos(\omega_k t - \varphi_k) = J(t) \cos \varphi_k \cos \omega_k + J(t) \sin \varphi_k \sin \omega_k$, де $J(t) \cos \varphi_k$ та $J(t) \sin \varphi_k$ – гаусівські нормально розподілені випадкові величини. Заваду $j_k(t)$, яка присутня в k -му субканалі OFDM-демодулятора, можна виразити як лінійну комбінацію N ортогональних сигналів $\psi_{k1}(t), \psi_{k2}(t), \dots, \psi_{kN}(t)$:

$$j_k(t) = \sum_{n=1}^N j_{kn} \psi_{kn}(t), \quad k = \overline{1, N}.$$

Для двовимірного простору

$$j_k(t) = j_{k1} \psi_{k1}(t) + j_{k2} \psi_{k2}(t), \quad k = \overline{1, N}.$$

В N -вимірному евклідовому просторі для кожного субканалу OFDM-демодулятора коефіцієнти процесу навмисної завади будуть представлені як:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} & \dots & j_{1N} \\ j_{21} & j_{22} & \dots & j_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ j_{N1} & j_{N2} & \dots & j_{NN} \end{bmatrix}.$$

На вхід модулятора сигналів OFDM поступають M -рівневі відліки синфазної та квадратурної складової сигналів ФМ- M або КАМ- M . У зв'язку з тим, що в каналі зв'язку відбувається додавання до синфазної та квадратурної складової сигналів випадкових синфазних і квадратурних складових шуму та завади, розподілених за нормальним законом (рівні відліків шуму та завади приймають значення від $-\infty$ до $+\infty$), то сигнали, які з'являються на виході субканалів OFDM-демодулятора, є випадковими величинами, які розподілені теж за нормальним законом і приймають значення від $-\infty$ до $+\infty$.

Виділений на рис. 1 дискретно-неперервний канал може бути замінений векторною моделлю (рис. 4).

Проаналізуємо пропускну спроможність цього каналу при впливі флуктуаційного шуму разом із шумовою загороджувальною завадою (ШЗЗ), шумовою завадою в частині смуги (ШЗЧС) та завадою у відповідь (ЗВ). Моделі цих завад можна знайти в [6].

Коефіцієнти шумового процесу $\{n_{kn}\}$, $k = \overline{1, N}$, $n = \overline{1, N}$ є гаусівськими випадковими величинами з нульовим математичним очікуванням і дисперсіями $G_{k0}/2$, $k = \overline{1, N}$ відповідно.

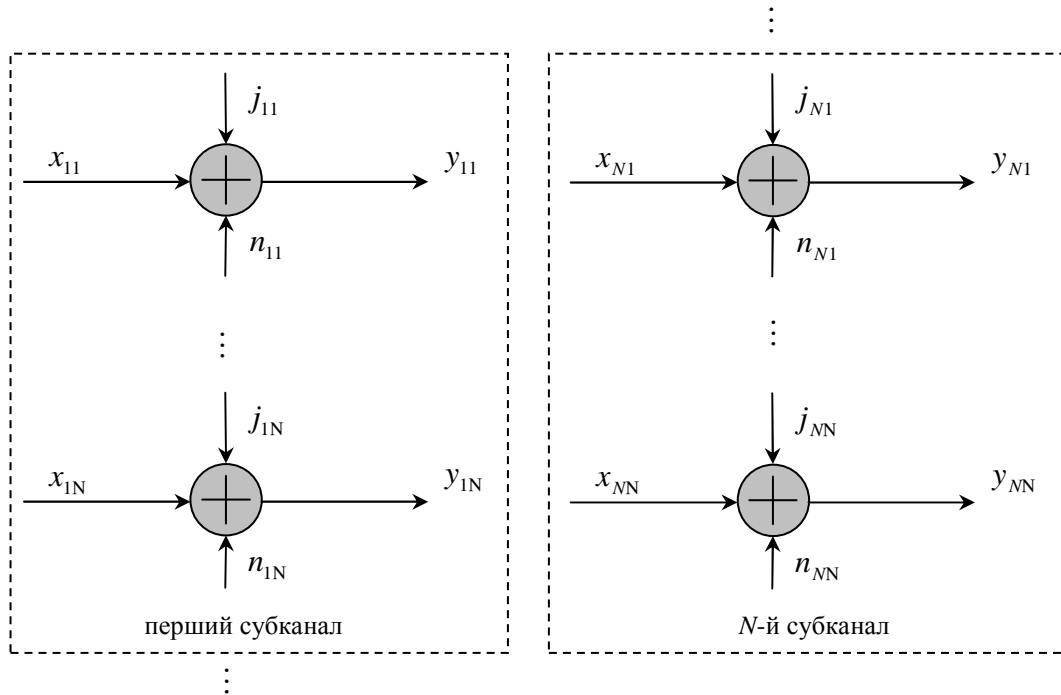


Рис. 4. Структурна схема спрощеної моделі дискретно-неперервного каналу з OFDM
 Функції щільності розподілу ймовірності кожного коефіцієнта мають вигляд [8]:

$$w_k(n_{kn}) = \xi_k \left(0, \frac{G_{k0}}{2} \right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{k0}}} \exp \left(-\frac{(n_{kn})^2}{G_{k0}} \right).$$

Коефіцієнти процесу навмисної завади $\{j_{kn}\}$, $k = \overline{1, N}$, $n = \overline{1, N}$ також є гаусівськими випадковими величинами з нульовим математичним очікуванням і дисперсіями $G_{kj}/2$, $k = \overline{1, N}$ відповідно.

Для навмисних завад функції щільності розподілу ймовірності кожного коефіцієнта дорівнюють:

$$w_k(j_{kn}) = \eta_k \left(0, \frac{G_{kj}}{2} \right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{kj}}} \exp \left(-\frac{(j_{kn})^2}{G_{kj}} \right).$$

На цьому рисунку $\{x_{kn}\}$ приймають дискретні значення, $\{y_{kn}\}$ – неперервні. Розглянемо k -й субканал. Пропускна спроможність k -го дискретно-неперервного каналу зв'язку, розрахована на один вхідний символ, визначається як максимум кількості інформації, переданої по каналу, по всіх можливих розподілах вхідного сигналу x_m , $m = 1, 2, \dots, M$ [7]:

$$C_k = \max_{p(\vec{x}_{k1}), \dots, p(\vec{x}_{kM})} J_k(\vec{x}_{km}, \vec{y}_k).$$

Пропускна спроможність дискретно-неперервного каналу зв'язку з повним OFDM-сигналом буде мати вигляд:

$$C = \sum_{k=1}^N C_k. \tag{4}$$

У виразі (3) $J_k(\vec{x}_{km}, \vec{y}_k) = H_k(\vec{x}_{km}) - H_k(\vec{x}_{km} / \vec{y}_k)$ ентропія вхідного сигналу $H_k(\vec{x}_{km}) = -\sum_{m=1}^M p(\vec{x}_{km}) \log_2 p(\vec{x}_{km})$, а умовна ентропія

$H_k(\vec{x}_{km} / \vec{y}_k) = -\sum_{m=1}^M p(\vec{x}_{km}) \int_{-\infty}^{\infty} w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) \log_2 \frac{p(\vec{x}_{km}) w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km})}{w_k(\vec{y}_k)}$. Підставивши вирази для $H_k(\vec{x}_{km})$

та $H_k(\vec{x}_{km} / \vec{y}_k)$ в (3), а також зважаючи на те, що використовуються N -вимірні вектори, одержимо відповідно

$$C_k = \max_{p(\vec{x}_{k1}), \dots, p(\vec{x}_{kM})} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w_k(y_{k1}, \dots, y_{kN} / x_{km1}, \dots, x_{kmN}) p(x_{km1}, \dots, x_{kmN}) \times \\ \times \log_2 \left[\frac{w_k(y_{k1}, \dots, y_{kN} / x_{km1}, \dots, x_{kmN})}{w_k(y_{k1}, \dots, y_{kN})} \right] dy_{k1} \dots y_{kN} \quad (5)$$

Запишемо вирази для C_k у більш спрощеній формі:

$$C_k = \max_{p(\vec{x}_{k1}), \dots, p(\vec{x}_{kM})} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) p(\vec{x}_{km}) \log_2 \left[\frac{w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km})}{w_k(\vec{y}_k)} \right] d\vec{y}_k. \quad (6)$$

Використовуючи перетворення [7]

$$w_k(\vec{y}_k) = \sum_{i=1}^M w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{ki}) p(\vec{x}_{ki}),$$

запишемо (6) у наступному вигляді:

$$C_k = \max_{p(\vec{x}_{k1}), \dots, p(\vec{x}_{kM})} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) p(\vec{x}_{km}) \log_2 \left[\frac{w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km})}{\sum_{i=1}^M w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{ki}) p(\vec{x}_{ki})} \right] d\vec{y}_k = \\ = \max_{p(\vec{x}_{k1}), \dots, p(\vec{x}_{kM})} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) p(\vec{x}_{km}) \log_2 w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) d\vec{y}_k - \\ - \max_{p(\vec{x}_{k1}), \dots, p(\vec{x}_{kM})} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) p(\vec{x}_{km}) \log_2 \sum_{i=1}^M w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{ki}) p(\vec{x}_{ki}) d\vec{y}_k = I_{k1} - I_{k2}. \quad (7)$$

Передбачається, що символи x_{km} , $m=1, \dots, M$, які надходять на вхід каналу, рівномірні, тоді:

$$p(\vec{x}_{km}) = \frac{1}{M}, \quad m=1, \dots, M. \quad (8)$$

Для каналу з адитивним білим гаусівським шумом (дисперсія $\sigma_{kn}^2 = G_{k0} / 2$) функція умовної щільності розподілу ймовірностей величини \vec{y}_k за умови, що передавалася величина \vec{x}_{km} , визначається [7]:

$$w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) = \prod_{n=1}^N w_k(y_{kn} / x_{kmn}) = \prod_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{\pi G_{k0}}} \exp \left[\frac{-(y_{kn} - x_{kmn})^2}{G_{k0}} \right] = \\ = \frac{1}{(\sqrt{\pi G_{k0}})^N} \exp \sum_{n=1}^N \left[\frac{-(y_{kn} - x_{kmn})^2}{G_{k0}} \right] = \frac{1}{(\sqrt{\pi G_{k0}})^N} \exp \left[\frac{-|\vec{y}_k - \vec{x}_{km}|^2}{G_{k0}} \right], \quad (9)$$

$$\text{де } \sum_{n=1}^N \left[\frac{-(y_{kn} - x_{kmn})^2}{G_{k0}} \right] = \frac{-|\vec{y}_k - \vec{x}_{km}|^2}{G_{k0}}.$$

З обліком (8) і (9) запишемо вираз для I_{k1} таким чином:

$$I_{k1} = \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) p(\vec{x}_{km}) \log_2 w_k(\vec{y}_k / \vec{x}_{km}) d\vec{y}_k =$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(\sqrt{\pi G_{k0}})^N} \exp\left[-\frac{|\vec{y}_k - \vec{x}_{km}|^2}{G_{k0}}\right] \log_2 \frac{1}{(\sqrt{\pi G_{k0}})^N} \exp\left[-\frac{|\vec{y}_k - \vec{x}_{km}|^2}{G_{k0}}\right] d\vec{y}_k. \quad (10)$$

У результаті математичних перетворень отримаємо:

$$I_{k1} = -\frac{N}{2} \log_2(\pi e G_{k0}),$$

$$I_{k2} = -\log_2(M) - \frac{N}{2} \log_2(\pi e G_{k0}) +$$

$$+ \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{t}_k|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp\left[-2\vec{t}_k \vec{d}_{kmi} - |\vec{d}_{kmi}|^2\right] \right] d\vec{t}_k, \quad (11)$$

де $\vec{d}_{kmi} = \frac{\vec{x}_{km} - \vec{x}_{ki}}{\sqrt{G_{k0}}}$.

Підставивши (10), (11) в (7), одержимо формулу для розрахунку пропускної спроможності k -го дискретно-неперервного каналу зв'язку із урахуванням розмірності евклідового простору N і розмірності сигнального сузір'я M :

$$C_k = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{t}_k|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp\left[-2\vec{t}_k \vec{d}_{kmi} - |\vec{d}_{kmi}|^2\right] \right] d\vec{t}_k, \quad (12)$$

де $\vec{d}_{kmi} = \frac{\vec{x}_{km} - \vec{x}_{ki}}{\sqrt{G_{k0}}}$.

При впливі ШЗЗ на полосу частот, яка відповідає k -му субканалу сигналу OFDM, дисперсія σ_k^2 буде мати вигляд: $\sigma_k^2 = \sigma_{kn}^2 + \sigma_{kj}^2 = (G_{k0} + G_{kj})/2$, де σ_{kn}^2 – дисперсія флуктуаційного шуму, σ_{kj}^2 – дисперсія навмисної завади, G_{kj} – спектральна щільність потужності навмисної завади.

При впливі ШЗЧС на полосу частот, яка відповідає k -му субканалу сигналу OFDM, дисперсія буде визначатися як: $\sigma_k^2 = \sigma_{kn}^2 + \sigma_{kj}^2 = G_{k0}/2 + G_{kj}/2\gamma_k$.

У випадку застосування постановником завад ЗВ на полосу частот, яка відповідає k -му субканалу сигналу OFDM, дисперсія σ_k^2 буде визначатися як: $\sigma_k^2 = \sigma_{kn}^2 + \sigma_{kj}^2 = (G_{k0} + G_{kj})/2$. Для всіх розглянутих випадків при відсутності навмисних завад дисперсія $\sigma_k^2 = \sigma_{kn}^2 = G_{k0}/2$.

Для k -го субканалу сигналу OFDM із флуктуаційним шумом і ШЗЗ, ШЗЧС, ЗВ функції умовної щільності розподілу ймовірності величин $\{y_{kn}\}$ за умови, що передавалися величини $\{x_{kn}\}$ і впливали навмисні завади $\{j_{kn}\}$ відповідно для кожного частотного субканалу сигналу OFDM, визначаються за аналогією з (9), відповідно як:

- при ШЗЗ

$$w_k(\vec{y}_{kj} / \vec{x}_{km}) = \frac{1}{(\sqrt{\pi(G_{k0} + G_{kj})})^N} \exp\left[-\frac{|\vec{y}_{kj} - \vec{x}_{km}|^2}{G_{k0} + G_{kj}}\right]; \quad (13)$$

- при ШЗЧС

$$w_k(\vec{y}_{kj} / \vec{x}_{km}) = \frac{1}{\left(\sqrt{\pi \left(G_{k0} + \frac{G_{kj}}{\gamma_k}\right)}\right)^N} \exp\left[-\frac{|\vec{y}_{kj} - \vec{x}_{km}|^2}{G_{k0} + \frac{G_{kj}}{\gamma_k}}\right]; \quad (14)$$

- при ЗВ

$$w_k(\vec{y}_{kj} / \vec{x}_{km}) = \frac{1}{\left(\sqrt{\pi(G_{k0} + G_{kj})}\right)^N} \exp\left[-\frac{|\vec{y}_{kj} - \vec{x}_{km}|^2}{G_{k0} + G_{kj}}\right]. \quad (15)$$

Підставивши (13)-(15) у формули для розрахунку I_{k1} та I_{k2} – (10) і (11), а також виконавши за аналогією всі показані вище операції, одержимо вирази для розрахунку пропускну спроможності для k -го дискретно-неперервного каналу для випадку обов'язкової присутності завади. Таким чином:

- для ШЗЗ

$$C_{ka} = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{t}_k|^2) \times \\ \times \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp\left[-2\vec{t}_k \vec{d}_{ka mi} - |\vec{d}_{ka mi}|^2\right] \right] d\vec{t}_k, \quad (16)$$

$$\text{де } \vec{d}_{ka mi} = \frac{\vec{x}_{km} - \vec{x}_{ki}}{\sqrt{G_{k0} + G_{kj}}};$$

- для ШЗЧС

$$C_{kb} = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{t}_k|^2) \times \\ \times \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp\left[-2\vec{t}_k \vec{d}_{kb mi} - |\vec{d}_{kb mi}|^2\right] \right] d\vec{t}_k, \quad (17)$$

$$\text{де } \vec{d}_{kb mi} = \frac{\vec{x}_{km} - \vec{x}_{ki}}{\sqrt{G_{k0} + \frac{G_{kj}}{\gamma_k}}};$$

- для ЗВ

$$C_{kc} = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{t}_k|^2) \times \\ \times \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp\left[-2\vec{t}_k \vec{d}_{kc mi} - |\vec{d}_{kc mi}|^2\right] \right] d\vec{t}_k, \quad (18)$$

$$\text{де } \vec{d}_{kc mi} = \frac{\vec{x}_{km} - \vec{x}_{ki}}{\sqrt{G_{k0} + G_{kj}}}.$$

Стан ШЗЧС – це випадкова величина z , обумовлена як $P(z=1) = \gamma$, якщо завада присутня, і $P(z=0) = 1 - \gamma$, якщо завада відсутня. Аналогічно для ЗВ, її стан також є

випадковою величиною q , такий що $P(q=1)=\gamma$, якщо завада присутня, і $P(q=0)=1-\gamma$, якщо завада відсутня.

З урахуванням цього вирази для розрахунку пропускної спроможності k -го субканалу дискретно-неперервного каналу зв'язку при впливі навмисних завад приймуть вигляд:

- при ШЗЗ (випадок ШЗЧС з $\gamma=1$)

$$C_k = C_{ka}; \quad (19)$$

- при ШЗЧС

$$C_k = \gamma_k C_{kb} + (1-\gamma_k)C_k; \quad (20)$$

- при ЗВ

$$C_k = \gamma_k C_{kc} + (1-\gamma_k)C_k. \quad (21)$$

Для розрахунку пропускної спроможності дискретно-неперервного каналу з сигналами OFDM в умовах впливу завади від однієї станції радіоелектронної протидії на певні k -ті субканали необхідно підставити в (4) вирази $C_k = C_{ka}$ для відповідних k -х субканалів при впливі ШЗЗ, $C_k = \gamma_k C_{kb} + (1-\gamma_k)C_k$ для відповідних k -х субканалів при впливі ШЗЧС та $C_k = \gamma_k C_{kc} + (1-\gamma_k)C_k$ для відповідних k -х субканалів при впливі ЗВ. В умовах відсутності завад в (4) необхідно підставити вираз (12) для відповідних k -х субканалів, в яких відсутні завади.

Наприклад, на ПРС впливають п'ять станцій завад. Станції 1-4 випромінюють ШЗЧС. П'ята станція випромінює ШЗЗ. Перша станція завад впливає на першу полосу частот сигналу OFDM-16 (16 субканалів), яка відповідає першому субканалу з коефіцієнтом перекриття $\gamma_1^{(1)} = 0,9$. Друга станція завад – на полосу частот сигналу OFDM-16, яка відповідає другому субканалу з коефіцієнтом перекриття $\gamma_2^{(2)} = 0,8$. Третя станція завад – на полосу частот сигналу OFDM-16, яка відповідає третьому субканалу з коефіцієнтом перекриття $\gamma_3^{(3)} = 0,7$. Четверта станція завад – на полосу частот сигналу OFDM-16, яка відповідає четвертому субканалу з коефіцієнтом перекриття $\gamma_4^{(4)} = 0,5$. П'ята станція завад – на полосу частот сигналу OFDM-16, яка відповідає субканалам з тринадцятого по шістнадцятий з коефіцієнтом перекриття $\gamma_{13-16}^{(5)} = 1$. Загальна пропускна здатність каналу з сигналом OFDM-16 дорівнює:

$$C = \sum_{k=1}^4 \gamma_k^{(k)} C_{kb} + (1-\gamma_k^{(k)})C_k + \sum_{k=5}^{12} C_k + \sum_{k=13}^{16} C_{ka}. \quad (22)$$

У субканалах 1-4 використовується модуляція ФМ-2, в субканалах 5-11 – ФМ-4, а в субканалах 12-16 – ФМ-8. На рис. 5 показана залежність пропускної спроможності дискретно-неперервного каналу зв'язку з сигналом OFDM-16 від відношення сигнал-шум в каналі h_0^2 (відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму) (відношення сигнал-завада дорівнює 0 дБ).

Перша характеристика розрахована за формулою (22), тобто відповідає випадку впливу навмисних завад та флуктуаційного шуму на канал з сигналом OFDM-16. Друга характеристика відповідає впливу тільки флуктуаційного шуму на канал з сигналом OFDM-16 та розрахована за формулами (4), (12). Третя залежність – випадку впливу на канал з сигналом ФМ-2 флуктуаційного шуму, розрахована за формулою (12).

Аналіз свідчить, що застосування навмисних завад істотно знижує пропускну спроможність каналів зв'язку з сигналами OFDM.

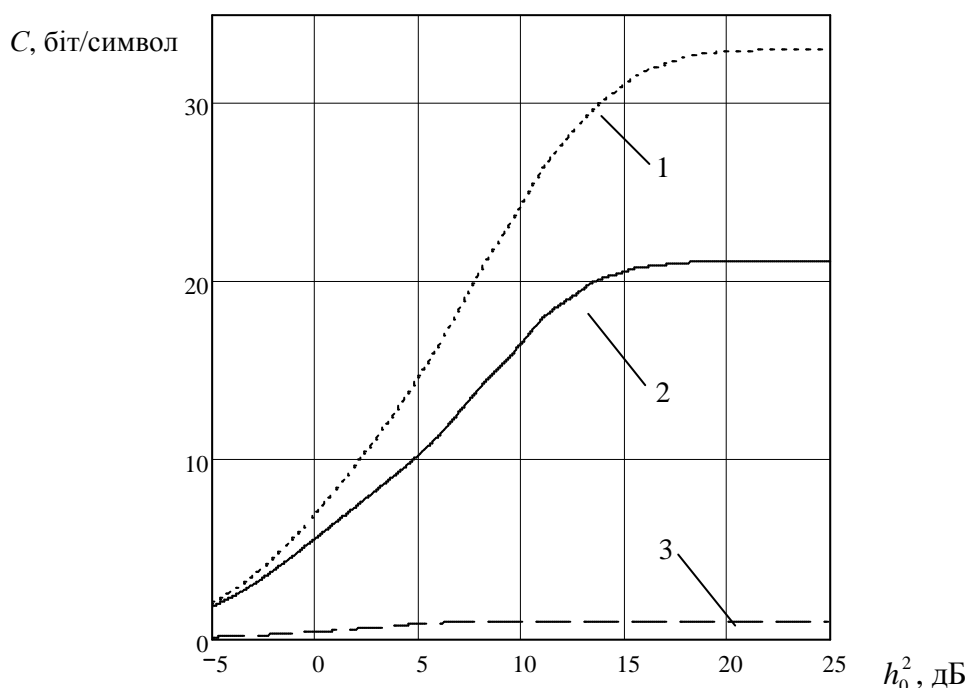


Рис. 5. Залежність пропускної спроможності каналу з сигналом OFDM-16 від відношення сигнал-завада при впливі ШЗЧС

Висновки

1. У роботі отримані нові аналітичні залежності, які дозволяють розраховувати пропускну спроможність каналу зв'язку з сигналами OFDM з урахуванням спектральних характеристик та щільності розподілу ймовірностей квадратурних складових флюктуаційного шуму та навмисних завад.

2. Проведений аналіз показав, що застосування OFDM-сигналів замість ФМ дозволить суттєво підвищити пропускну спроможність каналів в умовах впливу навмисних завад.

3. Напрямок подальших досліджень є аналіз впливу навмисних завад на пропускну спроможність програмованих радіостанцій та станцій систем 4G з технологією MIMO та OFDM.

Список використаних джерел

1. Зайцев С. В. Анализ принципов построения программируемых радиостанций / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, А. И. Артюх // Зв'язок. – 2007. – № 5. – С. 46-54.

2. Зайцев С. В. Применение турбокодов в специальных телекоммуникационных системах / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, Д. А. Алексеев // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2005. – Вип. 11. – С. 162-167.

3. Пат. на корисну модель 33338, МПК H03M 13-37. Пристрій оптимізації процесу турбокодування при низьких значеннях відношення сигнал-шум в каналі / О. І. Артюх, С. П. Ливенцев, С. В. Зайцев, О. В. Кувшинов, Б. В. Горлинський; заявл. 21.02.08; опубл. 25.06.08, Бюл. № 12.

4. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 17007 Україна. Имитационная модель системы радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, помехоустойчивым турбокодированием и функционирующая в условиях радиоэлектронного противодействия / С. Зайцев, С. Ливенцев, Б. Горлинський, А. Артюх; заявл. 19.04.2006 р.; опубл. 2006 р., Бюл. № 10.

5. McIllree P. Channel Capacity Calculations for M-ary N-dimensional Signal Sets: Thesis for the degree of Master of Engineering in Electronic Engineering / P. McIllree. – The University of South Australia, 1995. – P. 7-24.

6. Особенности декодера турбокода в программируемых радиостанциях при воздействии помех / С. П. Ливенцев, С. В. Зайцев, С. В. Кныр [и др.] // Зв'язок. – 2007. – № 2. – С. 31-35.

7. Зайцев С. В. Анализ пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи для программируемых радиостанций с цифровыми методами модуляции сигнала при воздействии

организованных помех / С. В. Зайцев // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – № 2(13). – С. 27-32.

8. Hanzo L. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMax. Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo-transceivers / L. Hanzo, Y. Akhtman, L. Wang. – John Wiley & Sons. – 2011. 658 p.

9. Dahlman E. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. – Academic Press is an imprint of Elsevier. – 2011. 431 p.

УДК 621.382

А.І. Сатюков, канд. фіз.-мат. наук

В.П. Журко, ст. викладач

Т.М. Тепла, асистент

М.О. Бивалькевич, ст. викладач

Чернігівський державний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

ВИКОРИСТАННЯ ВУЗЬКОЗОННИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ МАТЕРІАЛІВ НА ОСНОВІ АНТИМОНІДУ ВІСМУТУ ДЛЯ ІНДИКАЦІЇ НВЧ

Наводяться результати досліджень по використанню контакту $BiSb/n$ з металом для індикації НВЧ. Встановлено лінійність залежності вихідної напруги від поглиненої потужності. Отримана розрахункова залежність вольтватної чутливості від процентного вмісту In та зроблене порівняння її з експериментальними даними. Запропоноване пояснення розходження розрахункової та експериментальної залежностей.

Постановка проблеми

Розвиток НВЧ електронної техніки в останні роки потребує розширення гама різноманітних компонентів, що працюють у цьому діапазоні.

Одним з напрямів такого процесу є створення датчиків НВЧ потужності. При цьому слід відмітити, що для безперервного режиму НВЧ створені досить досконалі перетворювачі. За приклад можна назвати термістори і болометри. Вони повністю задовольняють потреби розробників відповідної вимірювальної техніки. Проте створення датчиків для вимірювань в імпульсному режимі і зараз є актуальною проблемою.

Аналіз досліджень і публікацій

До переліку існуючих перетворювачів імпульсної потужності НВЧ можна віднести тонкоплівочні болометри [4]. Принцип дії останніх не відрізняється від вказаних вище. Але за рахунок дуже малого об'єму речовини, що нагрівається, у таких приладів суттєво підвищується швидкодія. Існують датчики, які використовують у роботі термоелектричний ефект гарячих носіїв заряду в напівпровідниках. Вони здатні виділяти імпульси НВЧ з тривалістю менше за 1 мкс . До таких індикаторів відносяться діоди, що були описані в [1].

Спільною властивістю вищезгаданих приладів є те, що вони мають значення опору від десятків Ом до декількох кОм, що і визначає способи їх розміщення в НВЧ тракті.

Окремо в ряду існуючих датчиків НВЧ можна відмітити термоелектричні індикатори на основі напівметалу $BiSb$. Результати досліджень їх властивостей та характеристик ретельно описані в [2]. У вказаних роботах описано і принцип дії таких приладів. Він полягає в тому, що поблизу контакту малої площі виникає градієнт температури і, як наслідок, термоелектрорушійна сила.

Вольтватні характеристики таких індикаторів розраховані шляхом розв'язання рівняння теплопровідності. Розрахункові значення вольтватної чутливості співпадають з експериментальними у межах 10-11 %.

У термоелектричних індикаторів є недолік. Значення їх опору не перевищують 15 Ом. Отримання більших величин потребує створення контактів дуже малих розмірів, а цей шлях призводить до звуження динамічного діапазону і зменшення надійності. Матеріалом для виготовлення термоелектричних індикаторів є монокристали $BiSb$. Оптимальними при