

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З СИГНАЛАМИ OFDM ТА НАВМИСНИМИ ЗАВАДАМИ

Анотація. У статті запропонована математична модель каналу з технологією OFDM-систем зв'язку наступних поколінь, яка враховує вплив флуктуаційного шуму та навмисних завад. Застосування запропонованої моделі при імітаційному та математичному моделюванні каналу зв'язку з технологією OFDM дозволить суттєво спростити процес моделювання.

Ключові слова: технологія OFDM, навмисні завади, моделювання.

Аннотация. В статье предложена математическая модель канала с технологией OFDM-систем связи следующих поколений, которая учитывает влияние флуктуационного шума и преднамеренных помех. Применение предложенной модели при имитационном и математическом моделировании канала связи с технологией OFDM позволит существенно упростить процесс моделирования.

Ключевые слова: технология OFDM, преднамеренные помехи, моделирование.

Abstract. Mathematical model of the channel of OFDM technology of communication systems of the future generations, which considers the effect of fluctuating noise and intentional interferences, is offered. The application of this model in simulation and mathematical modeling of the communication channel with OFDM technology will greatly simplify the modeling process.

Keywords: OFDM technology, intentional interferences, modeling.

1. Вступ

Мобільні телекомунікаційні технології еволюціонують у напрямі створення та розвитку мережевих IP-технологій, технологій з використанням спектрально-ефективних сигнально-кодових конструкцій на основі використання модуляції ФМ-М (M-PSK), КАМ-М (QAM-M) та турбокодування, технологій ортогонально-частотного мультиплексування OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) та багатоантенної техніки „багато входів – багато виходів” (Multiple-input multiple-output – MIMO), яка поєднує просторове рознесення та OFDM [1, 2].

Технологія OFDM є цифровою схемою модуляції, яка використовує велику кількість ортогональних піднесучих та швидке перетворення Фур'є [2].

В області сучасних систем відомчого радіозв'язку особливу увагу приділяють програмованим радіостанціям (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 із режимів є режим роботи в умовах впливу навмисних завад, тобто завад, які створюються станціями радіоелектронної протидії.

2. Постановка задачі

Існують математичні моделі каналів зв'язку, які враховують вплив навмисних завад лише від однієї станції завад, коефіцієнт розширення спектра сигналу та цифрові методи модуляції, такі як ФМ-М [3, 4].

Виникає необхідність розробки математичної моделі каналів з урахуванням технології ортогонально-частотного мультиплексування OFDM та навмисних завад від декількох станцій радіоелектронної протидії.

Метою роботи є розробка математичної моделі каналу зв'язку з урахуванням впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад від декількох станцій радіоелектронної протидії для програмованих радіостанцій з технологією OFDM.

3. Основні аналітичні залежності

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 [2].

Сигнал OFDM складається із N ортогональних піднесучих, модульованих N паралельними потоками даних. Частотна незалежність утворених таким чином субканалів забезпечується взаємною ортогональністю піднесучих, яка визначається співвідношенням

$$\int_0^{T_s} \sin 2\pi f_n t \sin 2\pi f_k t dt = 0, \quad n \neq k.$$

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) й виконуються процесором ШПФ.

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 [2]:

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

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 $T = T_s / N$, прийме вигляд [2]:

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

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

При демодуляції прийомний пристрій з прийнятого сигналу видобуває часові відліки $\dot{X}(nT)$ і, застосовуючи до них процедуру ШПФ, формує оцінки переданих інформаційних символів [2]:

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

Структурна схема формування сигналів OFDM показана на рис. 1.

Частотно-часова матриця формування сигналу OFDM показана на рис. 2.

Принцип OFDM-демодуляції показаний на рис. 3.

Кожен субканал модулятора сигналів OFDM, показаний на рис. 1, має вигляд, як на рис. 4. Субканал демодулятора сигналів OFDM показаний на рис. 5.

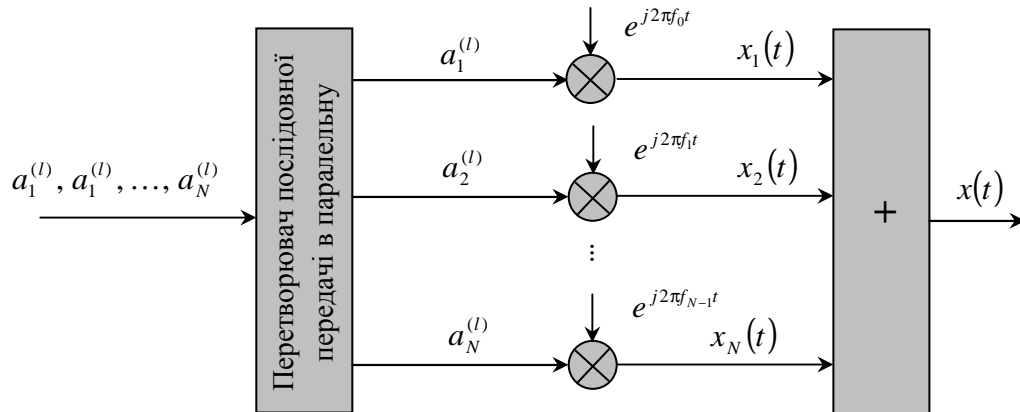


Рис. 1. Структурна схема формування сигналів OFDM (OFDM-модулятор)

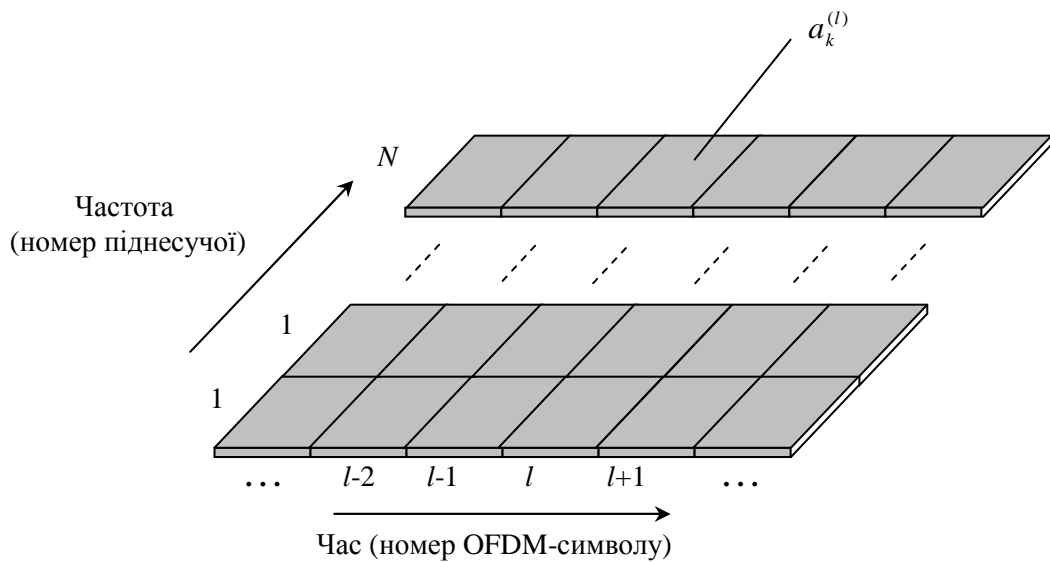


Рис. 2. Частотно-часова матриця формування сигналу OFDM

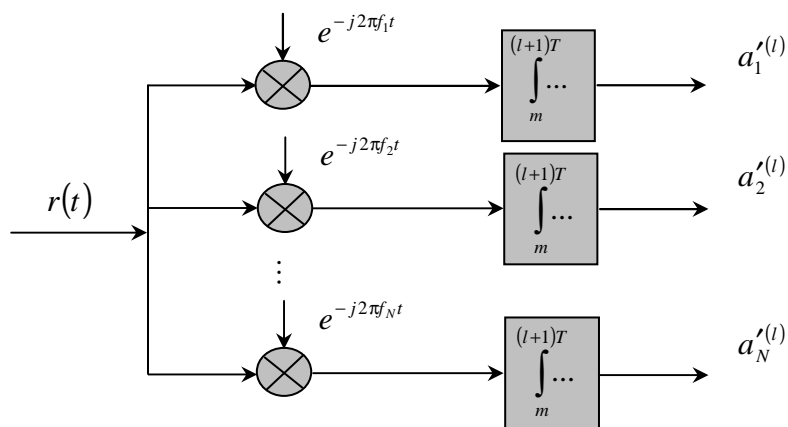


Рис. 3. Структурна схема OFDM-демодулятора

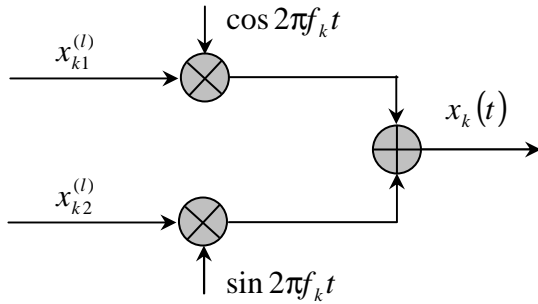


Рис. 4. Субканал OFDM-модулятора

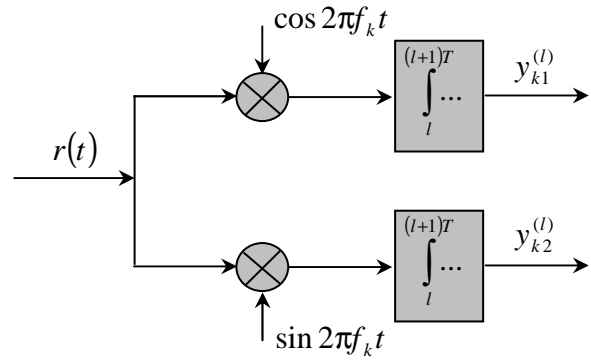


Рис. 5. Субканал OFDM-демодулятора

Набір сигналів $\{x_k(t)\}$, $k = \overline{1, N}$ виражається лінійною комбінацією N ортогональних сигналів $\psi_{k1}(t), \psi_{k2}(t), \dots, \psi_{kN}(t)$ [5]:

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

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.

Для когерентних M -позиційних схем ФМ – сигнал $x_k(t) = \text{Re}(\dot{a}_k e^{j2\pi f_k t}) = \sqrt{2E_s/T} \cos(\omega_k t - \varphi_k) = \sqrt{2E_s/T} \cos(\omega_k t - 2\pi m/M)$, $0 \leq t \leq T$, E_s – енергія сигналу, ω_k – несучі частоти, T – час передачі символу, $m = \overline{1, M}$, M – розмірність сигнального простору [5].

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

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

$\psi_{k1}(t) = \sqrt{2/T} \cos \omega_k t$, $\psi_{k2}(t) = \sqrt{2/T} \sin \omega_k t$, $x_{k1} = \sqrt{E_s} \cos(2\pi m/M)$, $x_{k2} = \sqrt{E_s} \sin(2\pi m/M)$ є коефіцієнтами ортонормованого розкладання сигналів $\{x_{kn}(t)\}$ у двовимірному евклідовому просторі.

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

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

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

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

В N -вимірному евклідовому просторі коефіцієнти сигналу OFDM можна представити як

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

Відповідно у двовимірному просторі:

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \\ \vdots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} \end{bmatrix}.$$

У каналі зв'язку переданий OFDM-сигнал $x(t)$ спотворюється мультиплікативними та адитивними завадами. Мультиплікативні завади представляються матрицею передачі каналу \mathbf{H} [1]. У роботі передбачається, що всі елементи матриці \mathbf{H} дорівнюють одиниці. Як адитивні завади розглядаються флуктуаційний шум $n(t)$ та навмисні завади $j(t)$.

Флуктуаційний шум $n(t)$ математично можна представити як випадковий процес: $n(t) = N(t) \cos(\omega_k t - \varphi_k) = N(t) \cos \varphi_k \cos \omega_k + N(t) \sin \varphi_k \sin \omega_k$, де $N(t) \cos \varphi_k$ та $N(t) \sin \varphi_k$ – гаусівські нормально розподілені випадкові величини. Шум $n_k(t)$, який присутній в k -му субканалі OFDM-демоделюлятора, 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

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

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 $N_k = [n_{k1} \quad n_{k2} \quad \dots \quad n_{kN}]$.

В N -вимірному евклідовому просторі для кожного субканалу OFDM-демоделюлятора коефіцієнти процесу шуму будуть мати такий 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 у двовимірному просторі

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \\ \vdots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N1} \end{bmatrix}.$$

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

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

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

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

Із загальної теорії зв'язку відомо, що сигнал на виході каналу $r(t) = x(t) + n(t)$. Таким чином, коефіцієнти OFDM-сигналу на виході OFDM-демодулятора можна представити таким чином:

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

У випадку застосування постановником завад навмисної завади вплив завади на переданий сигнал буде визначатися в залежності від коефіцієнта перекриття γ завадою смуги частот сигналу OFDM.

Сигнал OFDM на виході OFDM-демодулятора у випадку застосування постановником завад навмисної завади на всій ширині полоси частот сигналу OFDM можна представити таким чином:

$$\begin{aligned}
 Y = X + N + J &= \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & \dots & n_{1N} \\ n_{21} & n_{22} & \dots & n_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N2} & \dots & n_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} & \dots & j_{1N} \\ j_{21} & j_{22} & \dots & j_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ j_{N1} & j_{N2} & \dots & j_{NN} \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} x_{11} + n_{11} + j_{11} & x_{12} + n_{12} + j_{12} & \dots & x_{1N} + n_{1N} + j_{1N} \\ x_{21} + n_{21} + j_{21} & x_{22} + n_{22} + j_{22} & \dots & x_{2N} + n_{2N} + j_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N1} + n_{N1} + j_{N1} & x_{N2} + n_{N2} + j_{N2} & \dots & x_{NN} + n_{NN} + j_{NN} \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

На рис. 6 показано структурну схему дискретно-неперервного каналу з OFDM, яку можна замінити спрощеною моделлю (рис. 7).

На вхід модулятора сигналів OFDM поступають M -рівневі відліки синфазної та квадратурної складової сигналів ФМ-М або КАМ-М. 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 відліки шуму та завади приймають значення від $-\infty$ до $+\infty$), то сигнали, які з'являються на виході субканалів OFDM-демодулятора, є випадковими величинами, розподіленими теж за нормальним законом, і приймають значення від $-\infty$ до $+\infty$.

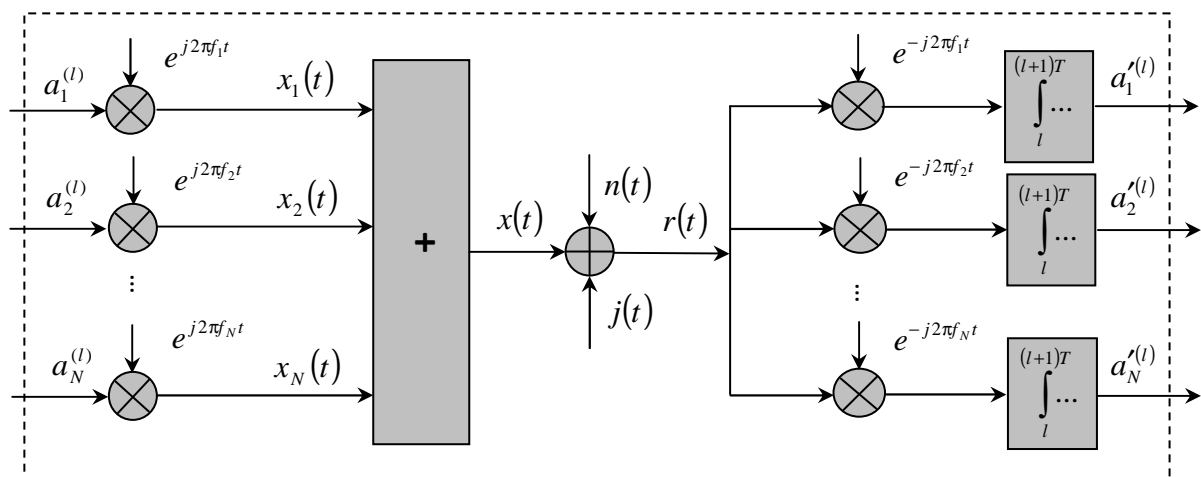


Рис. 6. Структурна схема дискретно-неперервного каналу з OFDM

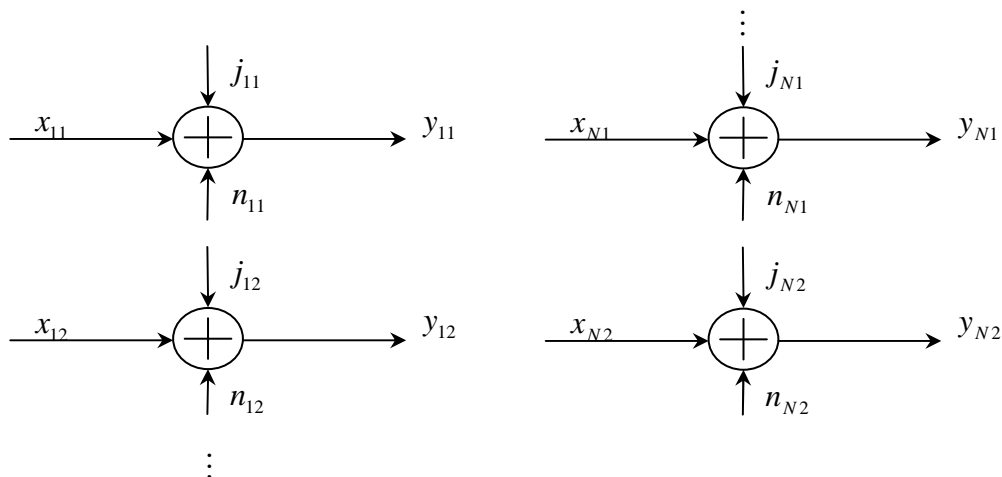


Рис. 7. Структурна схема спрощеної моделі дискретно-неперервного каналу з OFDM

У випадку застосування постановником завод навмисної завади з шириною смуги частот, яка відповідає першому субканалу сигналу OFDM, на виході OFDM-демодулятора з ймовірністю $P = \gamma^{(1)}$ OFDM-сигнал буде мати такий вигляд:

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1N} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N1} & y_{N2} & \dots & y_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & \dots & n_{1N} \\ n_{21} & n_{22} & \dots & n_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N2} & \dots & n_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} & \dots & j_{1N} \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

З ймовірністю $P = 1 - \gamma^{(1)}$ OFDM-сигнал на виході OFDM-демодулятора буде представлений:

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

Відповідно можна отримати аналітичні залежності при впливі навмисної завади з ймовірністю $P = \gamma^{(k)}$ на k -й субканал сигналу OFDM:

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1N} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N1} & y_{N2} & \dots & y_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & \dots & n_{1N} \\ n_{21} & n_{22} & \dots & n_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N2} & \dots & n_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ j_{k1} & j_{k2} & \vdots & j_{kN} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

З ймовірністю $P = 1 - \gamma^{(k)}$ сигнал OFDM на виході OFDM-демодулятора буде мати такий вид: $Y = X + N$.

У випадку застосування для постановки завод двох станцій завод матриця завод (розглядається двовимірний евклідовий простір) буде мати такий вигляд (перша станція завод впливає на перший, а друга – на третій субканал сигналу OFDM):

$$J = \begin{bmatrix} j_{11}^{(1)} & j_{12}^{(1)} \\ 0 & 0 \\ j_{31}^{(2)} & j_{32}^{(2)} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix}.$$

Розглянемо випадок, коли застосовуються п'ять станцій завод. Перша станція впливає на субканали сигналу OFDM з другого по п'ятий, друга та третя – на шостий субканал, четверта – на субканали з восьмого по десятий (всього субканалів – 16). Матриця завод буде мати такий вигляд (двовимірний евклідовий простір):

$$J^T = \begin{bmatrix} 0 & j_{21}^{(1)} & j_{31}^{(1)} & j_{41}^{(1)} & j_{51}^{(1)} & j_{61}^{(2)} + j_{61}^{(3)} & 0 & j_{81}^{(4)} & j_{91}^{(4)} & j_{101}^{(4)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & j_{22}^{(1)} & j_{32}^{(1)} & j_{42}^{(1)} & j_{52}^{(1)} & j_{62}^{(2)} + j_{62}^{(3)} & 0 & j_{82}^{(4)} & j_{92}^{(4)} & j_{102}^{(4)} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

Вплив першої станції завод на 2–5 субканали сигналу OFDM. У цьому випадку з ймовірністю $P = \gamma^{(1)}$ OFDM-сигнал на виході OFDM-демодулятора можна представити як $Y_i = X_i + N_i + J_i$, $i = \overline{1, 4}$, з ймовірністю $P = 1 - \gamma^{(1)}$ $Y_i = X_i + N_i$, $i = \overline{1, 4}$ (i – рядки матриць Y , X , N , J).

Вплив другої станції завод на 6 субканал сигналу OFDM. З ймовірністю $P = \gamma^{(2)}$ – $Y_5 = X_5 + N_5 + J_5$, а з ймовірністю $P = 1 - \gamma^{(2)}$ – $Y_5 = X_5 + N_5$.

Вплив третьої станції завод на 6 субканал сигналу OFDM. З ймовірністю $P = \gamma^{(3)}$ – $Y_5 = X_5 + N_5 + J_5$, а з ймовірністю $P = 1 - \gamma^{(3)}$ – $Y_5 = X_5 + N_5$.

Вплив разом другої та третьої станцій завод на 6 субканал сигналу OFDM. З ймовірністю $P = \gamma^{(2)}\gamma^{(3)}$ – $Y_5 = X_5 + N_5 + J_5^{(2)} + J_5^{(3)}$, а з ймовірністю $P = 1 - \gamma^{(2)}\gamma^{(3)}$ – $Y_5 = X_5 + N_5$.

4. Дослідження ефективності запропонованої математичної моделі

Розрахунки показали, що для програмної реалізації модуляції та демодуляції сигналу OFDM-2048 (2048 субканалів), каналу з шумом та навмисними завадами процесору необхідно виконати приблизно 430170 елементарних операцій. Запропонована схема для виконання цих самих дій потребує лише 8192 елементарні операції, тобто програмна реалізація вказаного тракту з OFDM-сигналом запропонованою схемою в 50 раз швидше.

5. Висновки

У роботі запропоновано математичну модель каналу з технологією OFDM-систем зв'язку наступних поколінь, яка враховує вплив флуктуаційного шуму та навмисних завод.

Застосування запропонованої моделі при імітаційному та математичному моделюванні каналу зв'язку з технологією OFDM дозволить суттєво спростити процес моделювання.

Запропонована математична модель може бути використана для розрахунку пропускну здатності каналу зв'язку з навмисними завадами та сигналом OFDM.

Напрямом подальших досліджень вважається розробка математичної моделі каналу з технологією OFDM-MIMO в умовах впливу навмисних завод для систем зв'язку покоління 4G.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Hanzo L. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMax. Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo-transceivers / Hanzo L., Akhtman Y., Wang L. – West Sussex, UK: John Wiley & Sons, 2011. – 658 p.
2. Dahlman E. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / Dahlman E., Parkvall S., Skold J. – Oxford, UK: Academic Press is an imprint of Elsevier, 2011. – 431 p.
3. Пат. на корисну модель 52574, Україна, МПК Н03М 13-37. Пристрій перетворення логарифмічних відношень функцій правдоподібності в декодерах для прийняття рішення про прийнятий біт інформації / Зайцев С.В., Горлинський Б.В., Лівенцев С.П.; заявл. 12.04.10; опубл. 25.08.10, Бюл. № 16.
4. Пат. на корисну модель 47618, Україна, МПК Н03М 13-37. Пристрій перетворення апостеріорної інформації турбодекодера з повторенням для підвищення заводозахищеності програмованих радіостанцій з технологією МІМО / Овчаров О.О., Зайцев С.В., Лівенцев С.П., Кувшинов О.В.; заявл. 30.09.09; опубл. 10.02.10, Бюл. № 3.
5. 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.

Стаття надійшла до редакції 01.08.2011