
MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELING

DOI 10.20535/2411-1031.2020.8.1.218007

УДК 001.891.573::621.391.82

ВЛАДИСЛАВ ГОЛЬ,
ОЛЕКСАНДР ОВЧАРОВ**МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ДИСКРЕТНО-НЕПЕРЕРВНОГО КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ В УМОВАХ ВПЛИВУ ФЛУКТУАЦІЙНОГО ШУМУ ТА НАВМИСНИХ ЗАВАД**

Представлено математичну модель на основі синтезу M -позиційних сигналів, способу відновлення векторів сигналів та навмисних завад за квадратурними складовими. Розроблена модель є формалізованим описом системи дискретно-неперервного каналу зв'язку. Ними описується канал зв'язку та операції з обробки, передачі та забезпечення заводозахищеності. Пов'язуються вхідні, вихідні та внутрішні параметри багатоканальної системи радіозв'язку і середовища поширення. Представлено квадратурний спосіб суміші сигналу, шуму, завади на вході декодеру турбо коду. Ці складові подано у вигляді різницевих рівнянь, якими відображаються функціональні, логічні і структурні взаємозв'язки сукупності елементів каналів зв'язку та враховуються особливості проходження сигналів. Це дозволяє спростити технічну реалізацію моделі завдяки використанню низькочастотного сигналу замість високочастотного та більш адекватно відтворювати властивості досліджуваної системи. Розглянуто шумову загороджувальну заваду, шумову заваду в частині смуги та заваду у відповідь. Для оцінювання заводозахищеності програмованої радіостанції з використанням запропонованої моделі багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку розроблено імітаційну модель з турбо кодами. За її допомогою обчислюється середня імовірність бітової помилки на прийомі без та з використанням корегувального коду для дискретно-дискретного каналу зв'язку. Завдяки цьому підтверджено ефективність використання дискретно-неперервного каналу в порівнянні з дискретно-дискретним каналом зв'язку. Проведено аналіз заводозахищеності програмованих радіостанцій зі застосуванням запропонованої моделі багатоканального дискретно-неперервного каналу і модуляцією ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8, КАМ-16. Порівняно отримані графічні залежності з теоретичними розрахунками. Як наслідок, встановлено застосовність запропонованої моделі для проектування каналів передачі програмованих радіостанцій з турбо кодами та технологією МІМО в умовах впливу навмисних завад.

Ключові слова: дискретно-неперервний канал, програмована радіостанція, турбо код, флуктуаційний шум, навмисна завада, заводозахищеність, модуляція, МІМО.

Постановка проблеми. Нині в області сучасних систем радіозв'язку особлива увага приділяється програмованим радіостанціям (англ. "Software Defined Radio", SDR) [1]. За основу їхнього проектування взято принцип апаратно-програмної реалізації, за програмою JTRS (англ. "Joint Tactical Radio System"). Нею поєднуються мережі мобільного зв'язку, мережі радіо доступу та мережі тактичного зв'язку [2], [3]. Одним з режимів роботи цих мереж є протидія навмисним завадам. Серед них найбільш небезпечними є шумова загороджувальна завада (ШЗЗ), шумова завада в частині смуги (ШЗЧС) та завада у відповідь (ЗВ). При протидії їм використовуються розширення спектру методом псевдовипадкової переналаштування робочої частоти та корегувальні коди [4], [5].

У програмованій радіостанції (ПРС) при використанні демодулятора з "м'яким" виходом на етапі проектування застосовуються моделі дискретно-неперервного каналу

зв'язку [5]. Продуктивне використання пропускної спроможності каналу зв'язку досягається застосуванням спектрально-ефективних ФМ-М (M-PSK), КАМ-М (QAM-M) методів модуляції сигналу [6] - [9].

Більшість відомих методів підвищення завадозахищеності орієнтовані на одноканальні системи радіозв'язку з використанням дискретних симетричних каналів. Однак, у відомих роботах недостатньо розглядаються питання застосування методів просторової обробки сигналів у системах радіодоступу. Зокрема, технології „багато входів – багато виходів” (англ. “Multiple-Input Multiple-Output”, МІМО) [10] у поєднанні зі спектрально-ефективними видами модуляції сигналу. Технологією МІМО об'єднуються просторово-часові методи приймання з використанням адаптивних антен, просторово-часового кодування і просторово-часового розділення сигналів.

Отже, розроблення математичної моделі багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад є актуальним завданням.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Для боротьби з флуктуаційним шумом і навмисними завадами в засобах радіозв'язку (ЗРЗ) використовуються різні методи підвищення завадозахищеності. Одним з них є застосування в ЗРЗ принципів просторово-часової обробки сигналів [11]:

- вибір виду модуляції і принципів демодуляції сигналу;
- застосування коригувальних кодів;
- використання декількох каналів зв'язку (3–5 каналів), що фізично рознесені, якими

передається одна і та ж сама інформація, або багатократна передача (3–5 разів) однієї і тієї ж інформації по одному каналу зв'язку [10]. У першому випадку необхідні істотні матеріальні витрати, а в другому значно зменшується пропускна спроможність каналу зв'язку (у 3–5 разів). Через дані причини використання цих методів в ЗРЗ не завжди є доцільним;

- застосування каналів з різного роду зворотним зв'язком. Останній може бути з інформаційним – деяким аналогом мажоритарного методу з багатократною передачею інформації і ухваленням рішення щодо правильності передачі на стороні передавача, або з вирішальним зворотним зв'язком – шляхом багатократної, при необхідності, передачі з ухваленням рішення щодо правильності передачі на стороні приймача [10].

Як показано в [12], одним з шляхів рішення задачі підвищення енергетичної ефективності є використання широкосмугових систем радіозв'язку, які базуються на застосуванні широкосмугових сигналів (ШСС). ШСС, на відміну від вузькосмугових мають вищу завадозахищеність і протирозвідувальну захищеність. Серед методів формування ШСС широке практичне застосування одержав метод псевдовипадкового переналаштування робочої частоти (ППРЧ). За ним розширення спектру в межах заданої смуги частот здійснюється за допомогою стрибкоподібної зміни частоти сигналу за псевдовипадковим законом, невідомим постановнику завад [4], [5].

Використання широкосмугових сигналів з великою базою, також, є одним з методів боротьби з ефектом багатопроменевості. Його застосування дозволяє порівняно просто реалізувати ідею багаторазового частотно-рознесеного приймання якщо рознесення між сусідніми частотами елементів сигналу перевищує інтервал частотної кореляції каналу з завмираннями. При цьому забезпечується некорельованість завмирань окремих частотних елементів широкосмугового сигналу [13].

У приймачах широкосмугових сигналів з великою базою є можливість практичної реалізації способу рознесення за променями приходу. Розглянемо ідею реалізації цього способу рознесення. Одним з напрямів підвищення ефективності ЗРЗ є реалізація просторово-часового розділення сигналів у системах МІМО. Множина виходів (випромінюючих антен) здійснює передачу декількома (у загальному випадку – безліччю) шляхами (променями), а приймається ця множина сигналів як множина потоків на декілька

приймальних антен (рознесених у просторі). Ключовою властивістю МІМО є можливість перетворити ефект багатопроменевого поширення, що значно погіршує якість радіозв'язку, у перевагу для користувача. Так само МІМО робить можливим підвищення експлуатаційних показників радіозв'язку без збільшення необхідної смуги частот системи [14].

Аналіз різних методів підвищення ефективності ЗРЗ виявляє ряд суперечностей. Так, зростання смуги пропускання каналу дозволяє збільшити пропускну спроможність ЗРЗ, але разом з тим призводить до збільшення потужності шуму в каналі. Збільшення потужності передавача є неефективним і неприпустимим з погляду забезпечення прихованості ЗРЗ.

Стратегічним напрямом при вирішенні задачі підвищення ефективності системи передачі інформації є перехід від систем з жорсткою структурою до адаптивних систем [2]. В адаптивних системах алгоритми передачі і прийому сигналів можуть узгоджено змінюватися залежно від зміни зовнішніх умов. Алгоритми адаптації повинні дозволяти в умовах мінімальної апріорної інформації досягти оптимальних параметрів системи. Таким чином, перспективними методами підвищення завадозахищеності є застосування адаптивних систем та технологій МІМО.

Метою статті є формалізований опис багатоканальної системи дискретно-неперервного каналу зв'язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад.

Виклад основного матеріалу дослідження. На рис. 1 показано структурну схему багатоканальної ПРС із ППРЧ та коригувальним турбо кодом (ТК). Пунктирною лінією виділений багатоканальний дискретно-неперервний канал зв'язку. Джерело даних утворює послідовність біт $\bar{U} = \{u_i\}$, $i \in \overline{1, N}$ (де N – розмір послідовності), що надходить на кодер ТК. Кодер ТК генерує послідовність кодованих символів $\bar{X} = \{x_j\}$, $j \in \overline{1, W}$ (де W – розмір послідовності). У модуляторі низької частоти (НЧ) послідовність \bar{X} перетворюється в послідовність каналних символів $\bar{X}^* = \{x_{mn}\}$, $m \in \overline{1, M}$, $n \in \overline{1, 2}$ (M – розмір сигнального сузір'я методу модуляції, n – синфазні та квадратурні складові неперервного сигналу). Буферний пристрій призначений для розділення послідовності каналних символів $\bar{X}^* = \{x_{mn}\}$ на блоки розміром N/n . У результаті з'являються послідовності $\bar{X}_1^{**}, \dots, \bar{X}_v^{**}$. У модуляторах високої частоти (ВЧ) вони перетворюються в неперервні сигнали $X_1(t), \dots, X_v(t)$. Переналаштування частоти здійснюється за допомогою синтезатора частот і генератора псевдовипадкової послідовності у модуляторі ППРЧ. Це дозволяє перетворити сигнали $X_1(t), \dots, X_v(t)$ в сигнали $Z_1^*(t), \dots, Z_v^*(t)$. У дискретно-неперервному каналі зв'язку на сигнали $Z_1^*(t), \dots, Z_v^*(t)$ впливають флуктуаційний шум і навмисні завади. Прийняті сигнали $Z_1^{**}(t), \dots, Z_v^{**}(t)$ з виходу приймача надходить на демодулятор ППРЧ. У ньому завдяки синтезатору частоти, керованому генератором псевдовипадкових послідовностей (ГПВП), усуваються стрибки робочої частоти і сигнали $Z_1^{**}(t), \dots, Z_v^{**}(t)$ перетворюються в $Y_1(t), \dots, Y_v(t)$. Вони демодулюються і після буферного пристрою перетворюються в послідовність синфазних та квадратурних складових $\bar{Y}^* = \{y_k\}$, $k \in \overline{1, K}$ (де K – розмір послідовності). Ця послідовність після пристрою перетворення синфазної і квадратурної складових у вигляді послідовності \bar{Y} надходить на ітеративний декодер ТК. Ним прийнята послідовність символів перетворюється в послідовність біт \bar{U}^* .

Передбачається, що M -арні сигнали, $\{x_{1m}(t)\} \in X_1(t), \dots, \{x_{vm}(t)\} \in X_v(t)$, $m = 1, 2, \dots, M$ є обмеженими за спектром із тривалістю символу, який дорівнює T . Довільний набір кінцевих сигналів $\{x_{1m}(t)\}, \dots, \{x_{vm}(t)\}$, $m = 1, 2, \dots, M$, виражається лінійною комбінацією N

ортогональних сигналів $\psi_{11}(t), \psi_{12}(t), \dots, \psi_{1N}(t), \dots, \psi_{v1}(t), \psi_{v2}(t), \dots, \psi_{vN}(t)$ [10]:

$$x_{1m}(t) = \sum_{n=1}^N x_{1nm} \psi_{1n}(t), \dots, x_{vm}(t) = \sum_{n=1}^N x_{vnm} \psi_{vn}(t),$$

де $m = 1, 2, \dots, M$;

x_{vmm} – коефіцієнти при $\psi_{vn}(t)$ розкладання сигналів по базисних функціях (коефіцієнт ортонормованого розкладання або проекція сигналів $\{x_{1m}(t)\}, \dots, \{x_{vm}(t)\}, m = 1, 2, \dots, M$ на базиси $\psi_{1n}(t), \dots, \psi_{vn}(t)$). Сигнали $x_{1m}(t), \dots, x_{vm}(t)$ називаються реалізаціями m сигналів в момент часу t , m – номер M -арного символу.

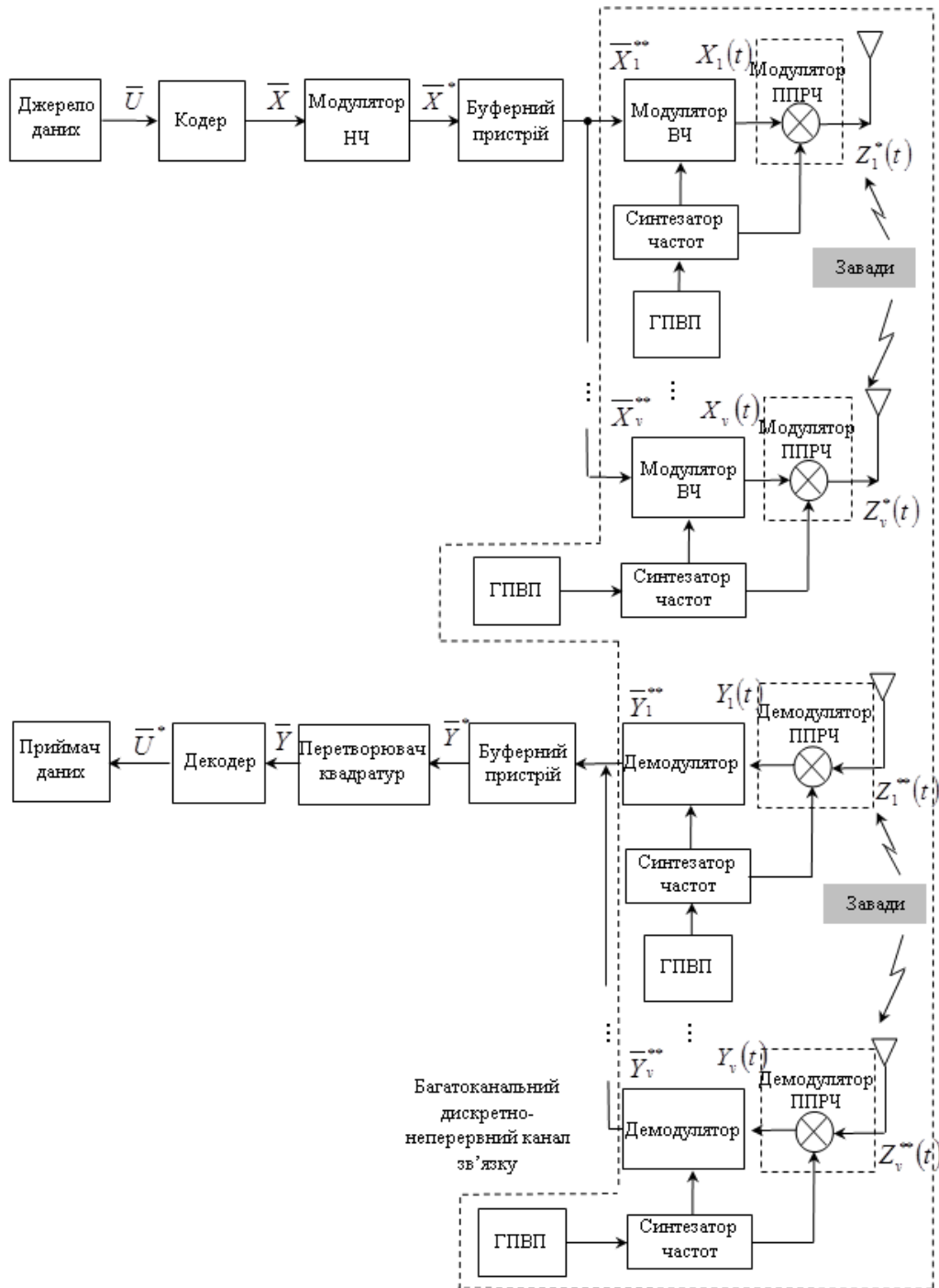


Рисунок 1 – Структурна схема багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку ПРС із ППРЧ

При передачі цифрової інформації методом багатопозиційної ФМ-М радіоімпульси на виході модулятора мають однакову амплітуду та частоту і відрізняються тільки початковими фазами. Для когерентних М-позиційних схем ФМ сигнал:

$$x_{1m}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi m}{M}\right), \dots, x_{vm}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_v t - \frac{2\pi m}{M}\right),$$

де $0 \leq t \leq T$;

$m = 1, 2, \dots, M$;

E_s – енергія сигналу;

$\omega_1, \dots, \omega_v$ – несучі частоти;

T – час передачі символу;

M – розмірність сигнального простору [10].

Припускаючи простір ортонормованим, представимо сигнали $x_{1m}(t), \dots, x_{vm}(t)$ М-позиційної ФМ у вигляді:

$$x_{1m}(t) = x_{1m1}\psi_{11}(t) + x_{1m2}\psi_{12}(t) = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)\psi_{11}(t) + \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)\psi_{12}(t), \dots$$

$$x_{vm}(t) = x_{vm1}\psi_{v1}(t) + x_{vm2}\psi_{v2}(t) = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)\psi_{v1}(t) + \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)\psi_{v2}(t)$$

$$m = 1, 2, \dots, M, \psi_{11}(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\omega_1 t, \psi_{12}(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin\omega_1 t, \dots, \psi_{v1}(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\omega_v t,$$

$$\psi_{v2}(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin\omega_v t, x_{1m1} = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right), x_{1m2} = \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right), \dots, x_{vm1} = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right),$$

де $x_{vm2} = \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)$ – коефіцієнти ортонормованого розкладання сигналів $x_{1m}(t), \dots,$

$x_{vm}(t)$ в двовимірному Евклідовому просторі.

Після модулятора ППРЧ сигнали:

$$x_{1m}(t), \dots, x_{vm}(t),$$

де $0 \leq t \leq T$;

$m = 1, 2, \dots, M$

перетворюються в:

$$z_1^*(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left((\omega_1 + \omega_k)t - \frac{2\pi m}{M}\right),$$

$$z_1^*(t) \in Z_1^*(t), \dots,$$

$$z_v^*(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left((\omega_v + \omega_k)t - \frac{2\pi m}{M}\right), z_v^*(t) \in Z_v^*(t)$$

де ω_k – частота, вироблена синтезатором частот за допомогою ГПВП [10]. При проходженні каналом зв'язку сигнали на вході демодулятора ППРЧ будуть мати вигляд:

$$z_1^{**}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left((\omega_1 + \omega_k)t - \frac{2\pi m}{M}\right) + n(t) + j(t), z_1^*(t) \in Z_1^*(t),$$

$$z_v^{**}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left((\omega_v + \omega_k)t - \frac{2\pi m}{M}\right) + n(t) + j(t), z_v^*(t) \in Z_v^*(t).$$

Після усунення стрибків частоти $z_1^{**}(t), \dots, z_v^{**}(t)$ перетворяться в:

$$y_1(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi m}{M}\right) + n(t) + j(t),$$

$$y_1(t) \in Y_1(t), \dots, y_v(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_v t - \frac{2\pi m}{M}\right) + n(t) + j(t), y_v(t) \in Y_v(t),$$

де $n_1(t), \dots, n_v(t)$ – процеси флуктуаційного шуму;

$j_1(t), \dots, j_v(t)$ – процес навмисної завади.

Розглянуто синтез сигналів $\{x_{1m}(t)\}, \dots, \{x_{vm}(t)\}, m=1, 2, \dots, M$ з відповідними коефіцієнтами $\{x_{1nm}\}, \dots, \{x_{vnm}\}, n=1, \dots, N$. Відновлення векторів по сигналах відбувається відповідно до способу синтезу (передбачається, що сигнали $x_{1m}(t), \dots, x_{vm}(t)$ завадами не спотворюються).

$$\int_0^T x_{1m}(t) \psi_{1l}(t) dt = \int_0^T \left[\sum_{n=1}^N x_{1nm} \psi_{1n}(t) \right] \psi_{1l}(t) dt = \sum_{n=1}^N x_{1nm} \int_0^T \psi_{1n}(t) \psi_{1l}(t) dt = \sum_{n=1}^N x_{1nm} \delta_{1nl} = x_{1m}, \dots,$$

$$\int_0^T x_{vm}(t) \psi_{vl}(t) dt = \int_0^T \left[\sum_{n=1}^N x_{vnm} \psi_{vn}(t) \right] \psi_{vl}(t) dt = \sum_{n=1}^N x_{vnm} \int_0^T \psi_{vn}(t) \psi_{vl}(t) dt = \sum_{n=1}^N x_{vnm} \delta_{vnl} = x_{vm},$$

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

Виконуючи множення та інтегрування для кожної з функції

$$\psi_{1l}(t), \dots, \psi_{vl}(t),$$

$$1 \leq l \leq N,$$

отримуємо

$$\vec{x}_{1m} = (x_{1m1}, x_{1m2}, \dots, x_{1mN}), \dots, \vec{x}_{vm} = (x_{vm1}, x_{vm2}, \dots, x_{vmN}).$$

Аналогічні перетворення можна отримати і з сигналом $n_1(t), \dots, n_v(t)$, тобто представити його в вигляді векторів

$$\vec{n}_1 = (n_{11}, n_{12}, \dots, n_{1N}), \dots, \vec{n}_v = (n_{v1}, n_{v2}, \dots, n_{vN}).$$

Те ж саме і для навмисних завад

$$j_1(t), \dots, j_v(t): \vec{j}_1 = (j_{11}, j_{12}, \dots, j_{1N}), \dots, \vec{j}_v = (j_{v1}, j_{v2}, \dots, j_{vN}).$$

Якщо $y_1(t) = x_{1m}(t) + n_1(t), \dots, y_v(t) = x_{vm}(t) + n_v(t)$, та $y_{1j}(t) = x_{1m}(t) + n_1(t) + j_1(t), \dots, y_{vj}(t) = x_{vm}(t) + n_v(t) + j_v(t)$, то з урахуванням

$$\vec{y}_1 = \vec{x}_{1m} + \vec{n}_1, \dots, \vec{y}_v = \vec{x}_{vm} + \vec{n}_v \text{ та } \vec{y}_{1j} = \vec{x}_{1m} + \vec{n}_1 + \vec{j}_1, \dots, \vec{y}_{vj} = \vec{x}_{vm} + \vec{n}_v + \vec{j}_v.$$

Представлення моделі багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку з впливом флуктуаційного шуму та навмисних завад на переданий символ показано на рис. 2. У цьому випадку $\vec{y}_{1j} = \vec{x}_{1m} + \vec{n}_1 + \vec{j}_1, \dots, \vec{y}_{vj} = \vec{x}_{vm} + \vec{n}_v + \vec{j}_v$ – неперервна випадкова величина, $y_{1j} = [-\infty, +\infty], \dots, y_{vj} = [-\infty, +\infty]$. Якщо на вході каналу, процес флуктуаційного шуму і навмисної завади можуть бути представлені з використанням N -розмірних векторів, то модель каналу матиме вигляд як на рис. 3. На ньому $\vec{y}_{1j} = (y_{1j1}, y_{1j2}, \dots, y_{1jN}), \dots, \vec{y}_{vj} = (y_{vj1}, y_{vj2}, \dots, y_{vjN}), y_{1jn} = [-\infty, +\infty], \dots, y_{vjn} = [-\infty, +\infty], n=1, 2, \dots, N, y_{1jn} = x_{1nm} + n_{1n} + j_{1n}, \dots, y_{vjn} = x_{vnm} + n_{vn} + j_{vn}$. При додаванні до синфазної і квадратурної складової t символу x_{1m1t}, x_{1m2t} для першого каналу відповідно синфазної і квадратурної

складової флуктуаційного шуму та навмисної завади здійснюється з імовірністю $P_1 = \gamma_1$. Відповідно при додаванні до синфазної і квадратурної складової t символу x_{vm1t}, x_{vm2t} для v каналу відповідно синфазної і квадратурної складової флуктуаційного шуму та навмисної завади здійснюється з імовірністю $P_v = \gamma_v$ (див. рис. 4).

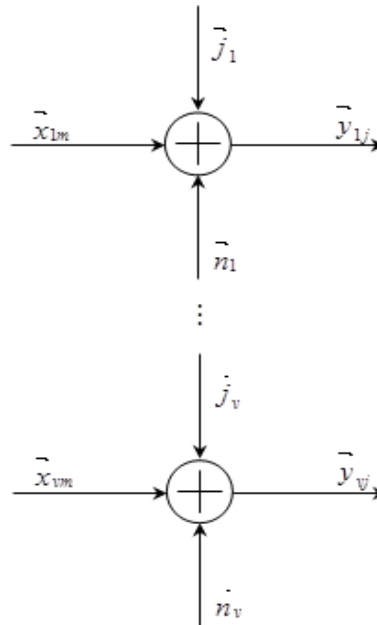


Рисунок 2 – Представлення багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку з впливом на переданий символ флуктуаційного шуму та навмисних завад

При додаванні до синфазної і квадратурної складової t символу x_{1m1t}, x_{1m2t} для першого каналу відповідно синфазної і квадратурної складової флуктуаційного шуму та навмисної завади здійснюється з імовірністю $1 - P_1 = 1 - \gamma_1$. Відповідно подія додавання до синфазної і квадратурної складової t символу x_{vm1t}, x_{vm2t} для v каналу відповідно синфазної і квадратурної складової флуктуаційного шуму та навмисної завади здійснюється з імовірністю $1 - P_v = 1 - \gamma_v$ (див. рис. 5).

З імовірністю γ_1

$$y_{1j1t} = y_{1js_t} = x_{1m1t} + n_{1st} + j_{1st},$$

$$y_{1j2t} = y_{1jc_t} = x_{1m2t} + n_{1ct} + j_{1ct}, \dots$$

з імовірністю γ_v

$$y_{vj1t} = y_{vjs_t} = x_{vm1t} + n_{vst} + j_{vst},$$

$$y_{vj2t} = y_{vjc_t} = x_{vm2t} + n_{vct} + j_{vct}.$$

З імовірністю $(1 - \gamma_1)$

$$y_{11t} = y_{1st} = x_{1m1t} + n_{1st},$$

$$y_{12t} = y_{1ct} = x_{1m2t} + n_{1ct}, \dots$$

з імовірністю $(1 - \gamma_v)$

$$y_{v1t} = y_{vst} = x_{vm1t} + n_{vst},$$

$$y_{v2t} = y_{vct} = x_{vm2t} + n_{vct},$$

де $\vec{x}_{1mt} = (x_{1m1t}, x_{1m2t}), \dots, \vec{x}_{vmt} = (x_{vm1t}, x_{vm2t})$;

$$\vec{y}_{1j_t} = (y_{1j1_t}, y_{1j2_t}), \dots, \vec{y}_{vj_t} = (y_{vj1_t}, y_{vj2_t});$$

$$\vec{y}_{1t} = (y_{11t}, y_{12t}), \dots, \vec{y}_{vt} = (y_{v1t}, y_{v2t}).$$

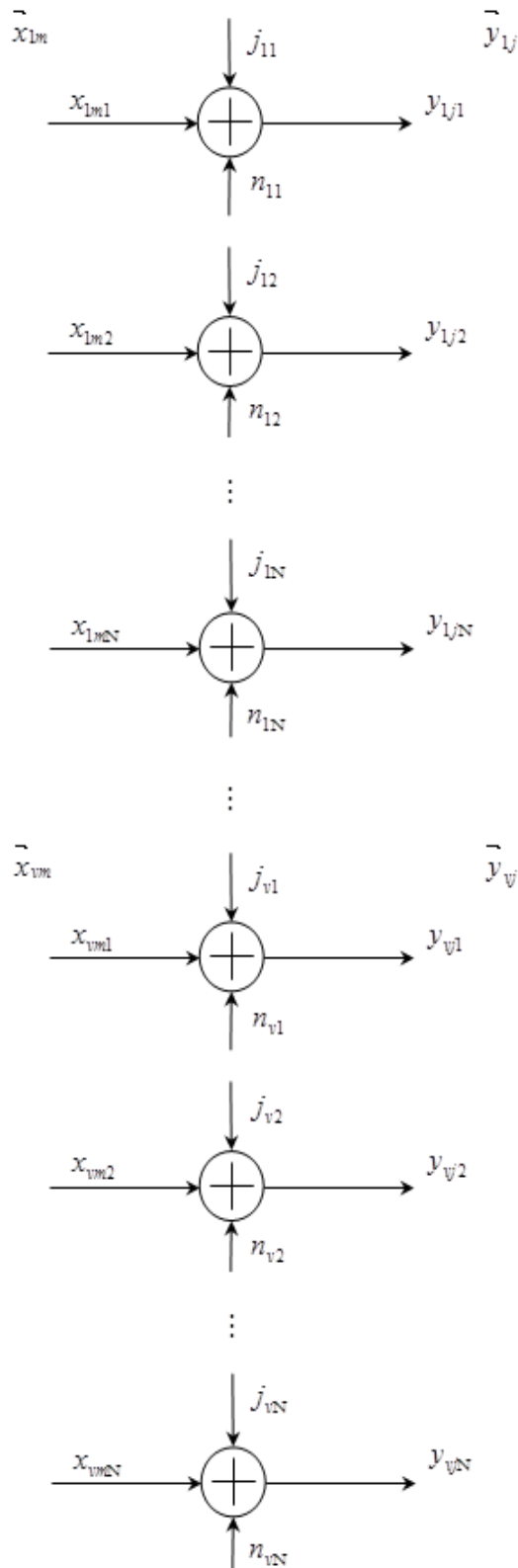


Рисунок 3 – Представлення багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку з впливом на переданий символ в N-мірному вигляді флуктуаційного шуму та навмисних завад

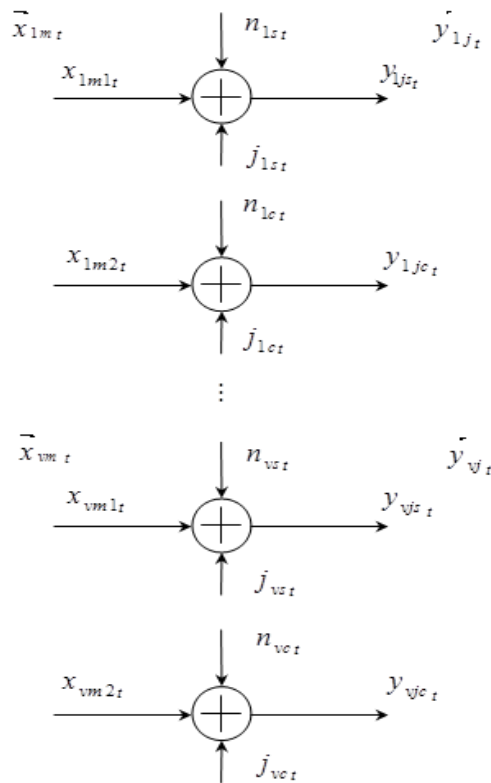


Рисунок 4 – Представлення багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку з впливом на переданий символ флуктуаційного шуму та навмисних завад

Для ФМ-2 символ на виході багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку має вигляд:

з імовірністю $P = \gamma_1$

$$y_{1jt} = x_{1t} + n_{1t} + j_{1t}, \dots,$$

з імовірністю $P = \gamma_v$

$$y_{vjt} = x_{vt} + n_{vt} + j_{vt}.$$

З імовірністю $1 - P_1 = 1 - \gamma_1$

$$y_{1t} = x_{1t} + n_{1t},$$

з імовірністю $1 - P_v = 1 - \gamma_v$

$$y_{vt} = x_{vt} + n_{vt}.$$

За аналогією, векторна модель багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку при впливі на передану послідовність флуктуаційного шуму та ЗВ має вигляд для модуляцій:

ФМ-4, ФМ-8, КАМ-16

$$\begin{aligned} y_{1j1t} = y_{1js_t} &= \gamma_1(x_{1m1t} + n_{1st} + j_{1st}) + (1 - \gamma_1)(x_{1m1t} + n_{1st}), \\ y_{1j2t} = y_{1jc_t} &= \gamma_1(x_{1m2t} + n_{1ct} + j_{1ct}) + (1 - \gamma_1)(x_{1m2t} + n_{1ct}), \dots, \\ y_{vj1t} = y_{vjs_t} &= \gamma_v(x_{vm1t} + n_{vst} + j_{vst}) + (1 - \gamma_v)(x_{vm1t} + n_{vst}), \\ y_{vj2t} = y_{vjc_t} &= \gamma_v(x_{vm2t} + n_{vct} + j_{vct}) + (1 - \gamma_v)(x_{vm2t} + n_{vct}), \end{aligned}$$

ФМ-2

$$\begin{aligned} y_{1jt} &= \gamma_1(x_{1t} + n_{1t} + j_{1t}) + (1 - \gamma_1)(x_{1t} + n_{1t}), \dots, \\ y_{vjt} &= \gamma_v(x_{vt} + n_{vt} + j_{vt}) + (1 - \gamma_v)(x_{vt} + n_{vt}). \end{aligned}$$

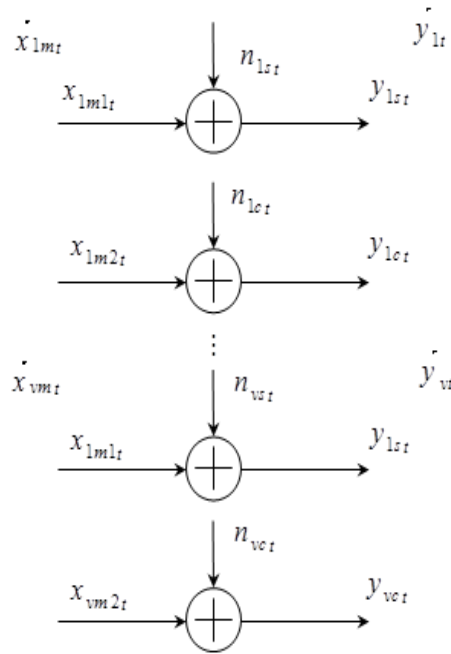


Рисунок 5 – Представлення багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку з впливом на переданий символ флуктуаційного шуму та навмисних завад

Для оцінювання завадозахищеності ПРС з використанням запропонованої моделі багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку розроблена імітаційна модель з ТК [10]. Вона розраховує середню імовірність бітрової помилки на прийомі без та з використанням корегувального коду для дискретно-дискретного каналу зв'язку. Це необхідно для порівняння ефективності використання дискретно-неперервного каналу в порівнянні з дискретно-дискретним каналом зв'язку.

На рис. 6 показано графічні залежності середньої імовірності бітрової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від відношення сигнал-завада h_j^2 для модуляції ФМ-2, ФМ-4 при впливі ШЗЗ і флуктуаційного шуму в дискретно-неперервному каналі в порівнянні з дискретно-дискретним каналом, а також, застосовується ТК з псевдовипадковим перемежувачем, розміром кадру $N=1000$, алгоритмом декодування *Log Map* з 5 ступінчастою апроксимацією, 8 ітераціями декодування, швидкістю кодування турбо коду $R=1/3$.

$$h_j^2 = \frac{E_b}{G_j},$$

де E_b – енергія біта;

G_j – спектральна щільність потужності завади.

$$h_0^2 = \frac{E_b}{G_0},$$

де E_b – енергія біта;

G_0 – спектральна щільність потужності шуму.

Аналізуючи графік залежності можна визначити, що використання демодулятора сигналів з нескінченим рівнем квантування дозволяє одержати енергетичний вигравш характеристик завадозахищеності до 1,3 дБ в порівнянні з демодулятором з двома рівнями квантування в умовах впливу різних навмисних завад.

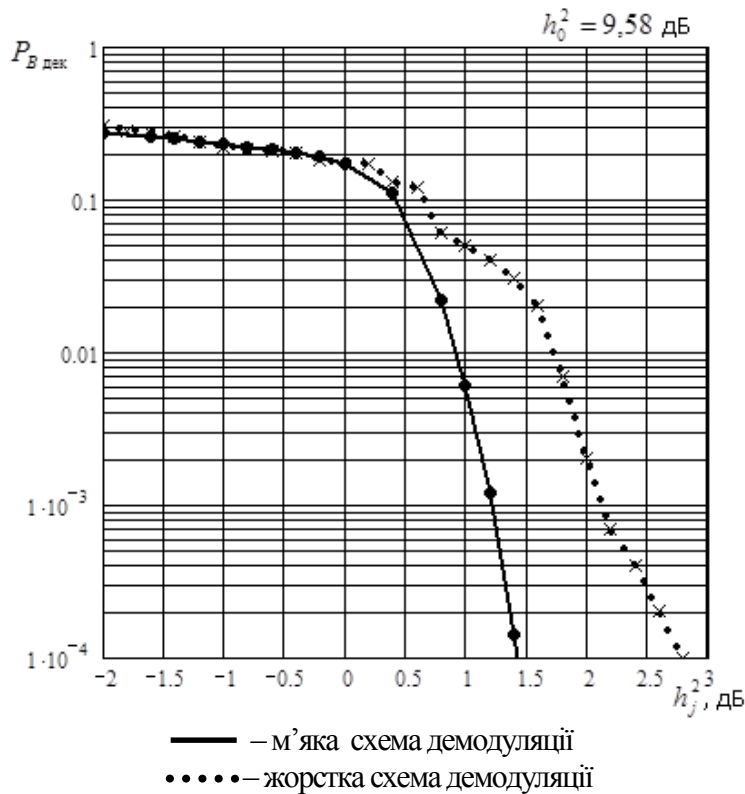


Рисунок 6 – Графік залежності середньої імовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від відношення сигнал-завада h_j^2 для модуляції ФМ-2, ФМ-4 при впливі ШЗЗ і флуктуаційного шуму в дискретно-неперервному каналі в порівнянні з дискретно-дискретним

Висновки. Розроблено математичну модель багатокального дискретно-неперервного каналу зв'язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад. Запропонована модель дозволяє проектувати канали передачі програмованих радіостанцій з ТК та технологією МІМО в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад.

Тоді як застосування дискретно-неперервного каналу зв'язку в багатокальній ПРС (демодулятора з нескінченим рівнем квантування – демодулятора з “м'яким” виходом) дозволяє підвищити завадозахищеність ПРС в умовах впливу навмисних завад. При цьому можна отримати енергетичний виграв в характеристиках завадозахищеності до 1,3 дБ в порівнянні з використанням демодулятора з “жорстким” виходом.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] J. R. Machado-Fernandez, “Defined Radio: Basic Principles and Applications”, *Rev. Fac. Ing.*, vol. 24, no. 38, pp.79-96, 2015. [Online]. Available: <http://www.scielo.org.co/pdf/rfing/v24n38/v24n38a07.pdf>. Accessed on: May 19, 2019.
- [2] В. Думітраш, О. Бондаренко, О. Думітраш, та А. Гетьман, “Аналіз напрямків розвитку систем радіозв'язку НАТО”, *Ukrainian Military Pages*, 2020. [Електронний ресурс]. Доступно: <https://www.ukrmilitary.com/2020/08/signal.html>. Дата звернення: Серп. 27, 2019.
- [3] С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, и А. И. Артюх, “Анализ принципов построения программируемых радиостанций”, *Зв'язок*, № 5, с. 46-54, 2007.
- [4] Т. Г. Гурський, та О. В. Кривенко, “Методика формування сигналу в радіозасобах з ППРЧ при передачі мови в умовах впливу завад у відповідь”, *Системи управління, навігації та зв'язку*, том 2, № 46, с. 179-184, 2017. [Електронний ресурс]. Доступно: http://nbuv.gov.ua/UJRN/suntz_2017_2_46. Дата звернення: Лют. 16, 2020.

- [5] О. В. Кривенко, “Методика формування сигналу в радіозасобах з ППРЧ в умовах впливу навмисних шумових завад”, *Системи озброєння і військова техніка*, том 1, № 49, с. 132-135, 2017. [Електронний ресурс]. Доступно: http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/17586/soivt_2017_1_27.pdf. Дата звернення: Лют. 3, 2020.
- [6] H. Holma, and A. Toskala, *HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications*. Chichester, England: John Wiley & Sons Ltd, 2006, doi: 10.1002/0470032634.
- [7] F. Peng, J. Zhang, and W. Ryan, “Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n”, in *Proc. Wireless Communications and Networking Conference*, Kowloon, China, 2007, pp. 656-661.
- [8] R. B. Marks, “IEEE Standard 802.16 for Global Broadband Wireless Access”, in *Proc. ITU Telecom World Forum 2003*, Geneva, Switzerland, 2003. [Online]. Available: https://www.ieee802.org/16/docs/03/S80216-03_14.pdf. Accessed on: May 21, 2019.
- [9] В. В. Гордійчук, “Методика вибору раціональних значень параметрів радіостанцій з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти на основі таймерних сигнальних конструкцій в умовах впливу навмисних завад”, *Advanced Information Systems*, том 3, № 2, с. 28-34, 2019. [Електронний ресурс]. Доступно: http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/42902/1/AIS_2019_3_2_Hordiichuk_Metodyka.pdf. Дата звернення: Лют. 8, 2020, doi: 10.20998/2522-9052.2019.2.05.
- [10] V. I. Nosov, and A. S. Yantsen, “Befinition of MIMO technology noise immunity by correlated channels”, in *Proc. XIIIth International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering*, United States, 2016, pp. 45-48.
- [11] А. Абдурахман, “Підвищення якості мобільного зв'язку в системах нових поколінь на основі використання методів адаптації”, дис. канд. наук., Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2017.
- [12] В. В. Гордійчук, “Підвищення інформаційної стійкості систем радіозв'язку шляхом адаптивного синтезу таймерних сигналів”, дис. канд. наук., Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова, Одеса, 2019.
- [13] О. В. Кувшинов, А. В. Шишацький, В. В. Лютов, та О. Г. Жук, “Аналіз шляхів підвищення скритності широкосмугових систем військового радіозв'язку”, *Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил*, том 1, № 50, с. 24-28, 2017. [Електронний ресурс]. Доступно: http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/17488/zhups_2017_1_7.pdf. Дата звернення: Лют. 15, 2020.
- [14] Р. М. Животовський, “Методика вибору раціональних значень параметрів сигналу для безпілотних авіаційних комплектів з прогнозуванням стану каналів управління і передачі даних”, *Системи управління, навігації та зв'язку*, том 1, № 32, с. 120-125. 2016. [Електронний ресурс]. Доступно: http://nbuv.gov.ua/UJRN/suntz_2016_1_32. Дата звернення: Лют. 17, 2020.
- [15] С. П. Ливенцев, и др., “Особенности декодера турбокода в программируемых радиостанциях при воздействии помех”, *Зв'язок*, № 2, с. 31-35, 2007.
- [16] С. В. Зайцев, “Анализ пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи для программируемых радиостанций с цифровыми методами модуляции сигнала при воздействии организованных помех”, *Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні*, том 2, № 13, с. 27-32, 2006.
- [17] С. Зайцев, С. Ливенцев, Б. Горлинський, та А. Артюх, “Имитационная модель системы радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, помехоустойчивым турбокодированием и функционирующая в условиях радиоэлектронного противодействия”, *Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 17007 Україна*, заявл. 19.04.2006 р., Бюл. № 10, 2006 р.

Стаття надійшла до редакції 16.03.2020.

REFERENCE

- [1] J. R. Machado-Fernandez, "Defined Radio: Basic Principles and Applications", *Rev. Fac. Ing.*, vol. 24, no. 38, pp.79-96, 2015. [Online]. Available: <http://www.scielo.org.co/pdf/rfing/v24n38/v24n38a07.pdf>. Accessed on: May 19, 2019.
- [2] V. Dumitrash, O. Bondarenko, O. Dumitrash, and A. Hetman, "Analysis of the directions of development of NATO radio communication systems", *Ukrainian Military Pages*, 2020. [Online]. Available: <https://www.ukrmilitary.com/2020/08/signal.html>. Accessed on: Aug. 27, 2019.
- [3] S. V. Zaitsev, S. P. Liventsev, and A. I. Artyukh, "Analysis of the principles of building programmable radio stations", *Connectivity*, no. 5, pp. 46-54, 2007.
- [4] T. G. Gursky, and O. V. Kryvenko, "Methods of signal formation in radio equipment with FH during speech transmission under the influence of interference in response", *Control, navigation and communication systems*, vol. 2, no. 46, pp. 179-184, 2017. [Online]. Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/suntz_2017_2_46. Accessed on: Feb. 16, 2020.
- [5] O. V. Kryvenko, "Methods of signal generation in radio equipment with FH under the influence of intentional noise interference", *Weapons systems and military equipment*. vol. 1, no. 49, pp. 132-135, 2017. [Online]. Available: http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/17586/soivt_2017_1_27.pdf. Accessed on: Feb. 3, 2020.
- [6] H. Holma, and A. Toskala, *HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications*. Chichester, England: John Wiley & Sons Ltd, 2006, doi: 10.1002/0470032634.
- [7] F. Peng, J. Zhang, and W. Ryan, "Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n", in *Proc. Wireless Communications and Networking Conference*, Kowloon, China, 2007, pp. 656-661.
- [8] R. B. Marks, "IEEE Standard 802.16 for Global Broadband Wireless Access", in *Proc. ITU Telecom World Forum 2003*, Geneva, Switzerland, 2003. [Online]. Available: https://www.ieee802.org/16/docs/03/S80216-03_14.pdf. Accessed on: May 21, 2019.
- [9] V. V. Gordiychuk, "Methods for selecting rational values of parameters of radio stations with pseudo-random adjustment of the operating frequency on the basis of timer signal structures under the influence of intentional interference", *Advanced Information Systems*, vol. 3, no. 2, pp. 28-34, 2019. [Online]. Available: http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/42902/1/AIS_2019_3_2_Hordiichuk_Metodyka.pdf. Accessed on: Feb. 3, 2020, doi: 10.20998/2522-9052.2019.2.05.
- [10] V. I. Nosov, and A. S. Yantsen, "Befinition of MIMO technology noise immunity by correlated channels", in *Proc. XIIIth International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering*, United States, 2016, pp. 45-48.
- [11] A. Abdurakhman, "Improving the quality of mobile communication in new generation systems based on the use of adaptation methods", M.S. thesis, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, 2017.
- [12] V. V. Gordiychuk, "Increasing the information stability of radio communication systems by adaptive synthesis of timer signals", M.S. thesis, Odessa National Academy of Communications named after O.S. Popov, Odessa, 2019.
- [13] O. V. Kuvshinov, A. V. Shishatsky, V. V. Lyutov, and O. G. Zhuk, "Analysis of ways to increase the secrecy of broadband military radio systems", *Collection of scientific works of Kharkiv National University of the Air Force*, vol. 1, no 50, pp. 24-28, 2017. [Online]. Available: http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/17488/zhups_2017_1_7.pdf. Accessed on: Feb. 15, 2020.
- [14] R. M. Zhivotovsky, "Methods for selecting rational values of signal parameters for unmanned aerial vehicles with forecasting the state of control channels and data transmission", *Control, navigation and communication systems*, vol. 1, no 32, pp. 120-125. 2016. [Online]. Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/suntz_2016_1_32. Accessed on: Feb. 17, 2020.

- [15] S. P. Liventsev, et al., “Features of a turbocode decoder in programmable radio stations under the influence of interference”, *Connectivity*, no. 2, pp. 31-35, 2007.
- [16] S. V. Zaitsev, “Analysis of the bandwidth of a discrete-continuous communication channel for programmable radio stations with digital methods of signal modulation under the influence of organized interference”, *Legal, normative and metrological support of information protection systems in Ukraine*, vol. 2, no. 13, pp. 27-32, 2006.
- [17] S. Zaitsev, S. Liventsev, B. Gorlinsky, and A. Artyukh, “Simulation model of a radio communication system with frequency hopping, noise-tolerant turbo coding and functioning in the conditions of electronic counteraction”, *Certificate of copyright registration for the work № 17007 Ukraine*, application. April 19, 2006, Bull. № 10, 2006.

VLADYSLAV HOL,
OLEKSANDR OVCHAROV

MATHEMATICAL MODEL OF MULTICHANNEL DISCRETE-CONTINUOUS COMMUNICATION CHANNEL IN CONDITIONS OF INFLUENCE OF FLUCTUATION NOISE AND INTENTIONAL INTERFERENCE

A mathematical model based on the synthesis of M-position signals, a method for restoring signal vectors, and intentional interference with quadrature components is presented. The developed model is a formalized description of the discrete-continuous communication channel system. They describe the communication channel and operations for processing, transmission, and protection. The input, output, and internal parameters of the multichannel radio system and the distribution environment are connected. The quadrature method of a mixture of signal, noise, interference at the input of the turbo code decoder is presented. These components are presented in the form of difference equations, which reflect the functional, logical, and structural relationships of the set of communication channels elements and take into account the peculiarities of the signals. This simplifies the technical implementation of the model by using a low-frequency signal instead of high-frequency and more adequately reproduce the properties of the studied system. Noise obstruction, noise interference in the part of the lane, and interference in response are considered. A simulation model with turbo codes has been developed to assess the noise immunity of a programmable radio station using the proposed model of a multi-channel discrete-continuous communication channel. It is used to calculate the average probability of a bit error at the reception without and using a correction code for a discrete communication channel. This confirms the efficiency of using a discrete-continuous channel compared to a discrete-discrete communication channel. The analysis of noise protection of programmed radio stations with the use of the proposed model of multichannel discrete-continuous channel and modulation of FM-2, FM-4, FM-8, KAM-16 is carried out. The obtained graphical dependences with theoretical calculations are compared. As a result, the applicability of the proposed model for the design of transmission channels of programmable radios with turbo codes and MIMO technology in the conditions of intentional interference.

Keywords: discrete-continuous channel, programmable radio station, turbo code, fluctuation noise, intentional quarrel, noise immunity, modulation, MIMO.

Голь Владислав Дмитрович, кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри застосування спеціальних телекомунікаційних систем, Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”, Київ, Україна.

ORCID: 0000-0002-9995-9590.

E-mail: vlad-gol@ukr.net.

Овчаров Олександр Олександрович, заступник завідувача кафедри управління і тактико-спеціальної підготовки, Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна.

ORCID: 0000-0002-9800-141X.

E-mail: allorlov@ukr.net.

Hol Vladyslav, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor at the special telecommunication systems using academic department, Institute of special communication and information protection of National technical university of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv polytechnic institute", Kyiv, Ukraine.

Ovcharov Oleksandr, deputy head at the management and tactical and special training academic department, Institute of special communication and information protection of National technical university of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv polytechnic institute", Kyiv, Ukraine.

DOI 10.20535/2411-1031.2020.8.1.218008

УДК [004.056.5+007.51]::519.217.2

ВАЛЕНТИН ПЕТРИК,
СВГЕН ГОРОНДЕЙ

ДИСКРЕТНА МАРКІВСЬКА МОДЕЛЬ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ ФОРМУВАННЯ НАТОВПУ

Розглянута дискретна Марківська модель інформаційно-комунікаційних процесів, які протікають у натовпі у ході його формування. Контекст описання моделі опирається на використання ланцюгів Маркова та ймовірнісних характеристик. Застосування ланцюгів Маркова для моделювання процесу формування натовпу обумовлено необхідністю визначення можливості його функціонування у визначених станах, включаючи можливість протікання процесу взаємоузгодження випадкових величин. Метою даного моделювання є аналізування інформаційно-комунікаційних процесів при формуванні натовпу. Оскільки перебіг протікання процесів у натовпі напряду залежить від стану, в якому він представлений і значень випадкових величин, це дозволяє визначити та спрогнозувати можливий перебіг подій у натовпі під час його становлення. У такому разі увесь процес формування натовпу можна відобразити сукупністю станів, у які переходить натовп під впливом зовнішніх чинників. За допомогою сформованих станів визначаються значення випадкових величин. Це дає змогу побудувати функцію розподілу випадкової величини та зі заданою точністю знайти ймовірність реалізації певної випадкової події при формуванні натовпу. Для встановлення його можливості розраховується середнє значення випадкової величини, що характеризується математичним сподіванням. Для визначення розсіювання значень випадкової величини знаходиться дисперсія. Оскільки, процес може реалізуватися частково, повноцінно або не виконаний взагалі, то розраховується середнє квадратичне відхилення, яке показує на скільки в середньому відхиляються значення випадкової величини від їх середнього значення. Таким чином, розроблена дискретна Марківська модель інформаційно-комунікаційних процесів формування натовпу дозволяє розробити алгоритм, визначення типу натовпу, можливість протікання процесу та представлення