

<https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-74-21>

УДК 621.396

ШВЕЦЬ Валеріян

Національний авіаційний університет

<https://orcid.org/0000-0003-2243-6641>

e-mail: hvank21.sv@gmail.com

МЕЛЕШКО Тетяна

Національний авіаційний університет

<https://orcid.org/0000-0002-9278-8987>

e-mail: sorokunnet@ukr.net

ОЦІНКА ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ПРИ НАЯВНОСТІ НЕФЛУКТУАЦІЙНИХ ЗАВАД

В статті вирішується нове актуальне наукове завдання щодо оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності нефлюктуційних завад.

Визначено та обґрунтовано критерій оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності нефлюктуційних завад, в якості якого запропоновано ймовірність появи біткової помилки. Розроблено та подано модель оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлюктуційних завад. Подана модель основана на імовірнісних характеристиках появи символної та біткової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією відносно прийнятого рівня гармонічної нефлюктуційної завади для різних значень співвідношень сигнал/шум на вході когерентного приймача. Результати оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності гармонічної нефлюктуційної завади показали, що із збільшенням позиційності сигналу вплив гармонічної завади для $M = 2$ або $M = 4$ практично не збільшує величину біткової помилки. При збільшенні позиційності до $M = 16$ або $M = 32$ ймовірність біткової помилки i , відповідно, зниження завадостійкості сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, стає помітним. Показано, що при великій інтенсивності прицильні гармонічні нефлюктуційні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Подані результати можуть бути застосовані при розробці нових та удосконалені існуючих телекомунікаційних систем, заснованих на технології передачі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Ключові слова: багатопозиційна фазова маніпуляція, завадозахищеність телекомунікаційної мережі, нефлюктуційні завади

SHVETS Valeriian, MELESHKO Tetiana

National Aviation University

EVALUATION OF NOISE IMMUNITY OF COHERENT RECEPTION OF SIGNALS WITH MULTI-POSITION PHASE SHIFT KEYING IN THE PRESENCE OF NON-FLUCTUATION INTERFERENCE

In the article, a new and relevant scientific task is solved regarding the evaluation of immunity to interference of coherent reception of signals with multi-position phase modulation in the presence of non-fluctuating interference. Improving the efficiency of the use of telecommunication networks based on signal transmission technology with multi-position phase shift keying is directly related to limitations and harmful processes that have a negative impact on the speed of digital data transmission, their volume and on the reliability of the received signals associated with noise immunity.

The criterion for evaluating the immunity to interference of coherent reception of signals with multi-position phase modulation in the presence of non-fluctuating interference is defined and substantiated, as the probability of the appearance of a bit error is proposed. A model for evaluating the interference immunity of coherent reception of signals with multi-position phase manipulation in the presence of non-fluctuating interference has been developed and presented. The presented model is based on the probabilistic characteristics of the occurrence of symbol and bit error of a signal with multi-position phase modulation relative to the accepted level of harmonic non-fluctuating interference for different values of the signal-to-noise ratio at the input of a coherent receiver. The results of the evaluation of the immunity to coherent reception of signals with multi-positional phase manipulation in the presence of harmonic non-fluctuating interference showed that with increasing signal positionality, the influence of harmonic interference for $M=2$ or $M=4$ practically does not increase the amount of bit error. When the positionality increases to $M=16$ or $M=32$, the probability of a bit error and, accordingly, a decrease in the immunity of the signal with multi-positional phase manipulation, becomes noticeable. It is shown that, at high intensity, targeted harmonic non-fluctuating interference practically destroys the reception of all types of signals with multi-position phase manipulation. The presented results can be applied in the development of new and improved existing telecommunication systems based on signal transmission technology with multi-position phase manipulation.

Key words: multi-position phase manipulation, interference immunity of the telecommunication network, non-fluctuation interference

Постановка проблеми у загальному вигляді

та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

Питання підвищення ефективності передачі дискретних сигналів в умовах постійного підвищення вимог до спектральної та енергетичної ефективності та завадостійкості вимагають пошуку нових та удосконалення існуючих технологій передачі даних.

Серед усього переліку існуючих технологій цифрової передачі корисних даних, що використовуються в сучасних телекомунікаційних мережах, важливе місце займають технології передачі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією (БФМ) [1].

Системи передачі сигналів на основі технології БФМ достатньо широко використовуються у різних телекомунікаційних мережах цифрових систем передачі. Таких як супутникові лінії зв'язку, системи цифрового телебачення (DVB-S і DVB-S2/S2X), безпроводові та стільникові телекомунікаційні мережі.

Технологія БФМ на достатньому рівні задовольняє сучасним енергетичним й спектральним вимогам, забезпечує високу пропускну спроможність каналів та завадозахищеність обладнання передаючого та прийомного тракту при наявності складних завад різного характеру [1,2].

Підвищення ефективності застосування телекомунікаційних мереж (ТКМ) на базі технології передачі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією безпосередньо пов'язано з обмеженнями та шкідливими процесами, які чинять негативний вплив на швидкість передачі цифрових даних, їх обсяг та на достовірність отриманих сигналів, яка пов'язана з завадозахищеністю. Очевидним є, що одним з таких негативних процесів є вплив завад та перешкод різного характеру, які не дозволяють певним чином підвищити ефективність ТКМ через зниження рівня завадозахищеності сигналу та втрату частини корисних даних в процесі їх прийому вхідним пристроєм ТКМ.

Одним з видів таких завад є певна сума різноманітних перешкод та збурень, які кваліфікуються як нефлюктуаційні завади. Основною їх характеристикою є неперіодичність дії, викликана появою на вході тракту прийому корисного сигналу неперіодичних послідовностей одиночних імпульсів, що приходять від радіоджерел різного характеру [2,3].

Поява в прийомному тракті обробки вхідних сигналів ТКМ, що функціонує на основі технології БФМ, неперіодичних імпульсів формує нове наукове завдання щодо оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів БФМ при наявності нефлюктуаційних завад різного виду.

Вирішення завдання щодо оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів БФМ при наявності нефлюктуаційних завад є своєчасною науковою задачею, розв'язанню якої присвячена дана стаття.

Для вирішення визначеного наукового завдання необхідно:

- визначити та обґрунтувати критерій оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів БФМ при наявності нефлюктуаційних завад;
- розробити математичні залежності та на їх основі цілісну модель оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів БФМ при наявності нефлюктуаційних завад;
- провести оцінку впливу нефлюктуаційних завад на завадозахищеність когерентного прийому сигналів БФМ при наявності нефлюктуаційних завад.

Аналіз досліджень та публікацій

Питанням дослідження впливу нефлюктуаційних завад на ефективність функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналу БФМ та розробці окремих алгоритмів оцінки їх впливу на процес прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією присвячено ряд робіт [3-7].

Робота [3] присвячена розгляду математичної моделі побудови каналу зв'язку телекомунікаційної системи на базі сигналу БФМ в умовах спрямованої дії навмисних перешкод. Для зменшення впливу такого характеру в роботі запропонована модель мінімізації втрат частини даних з вхідного сигналу за рахунок введення часового захисного інтервалу та компенсування вказаної втрати даними з сусіднього каналу. Питання безпосередньої оцінки впливу навмисної нефлюктуаційної завади на завадозахищеність сигналу БФМ в даній роботі не розглядалися..

В роботі [4] подано спосіб зменшення шкідливої складової корисного сигналу в елементарному каналі передачі даних на базі технології OFDM. Мінімізація вказаної складової досягається, при умові врахування її потужності, формуванням нового асиметричного вікна, яке забезпечує скорочення циклічного префіксу сигналу без зменшення потужності його корисної складової. Безпосередньо питання оцінки впливу запропонованих змін в структурі сигналу на загальну завадозахищеність та розгляд інших видів нефлюктуаційних завад і можливості по мінімізації їх впливу ораним способом в роботі не подано.

Роботи [5,6] вирішується питання обмеження впливу поза смугових випромінювань в системах з ортогональним частотним поділом. Вказані випромінювання кваліфікуються як нефлюктуаційні завади і, по суті, являються зовнішніми перешкодами. Для їх зменшення їх впливу запропоновано частотне спектральне попереднє кодування та нова структура прекодера, який надає змогу приймачу вхідного сигналу використовувати класичний оцінювач каналу БФМ. При цьому, питання впливу вказані перешкод на завадозахищеність та оцінка такого впливу в даних роботах не висвітлено.

Певні елементи методики оцінки нефлюкційних завад на ефективність передачі сигналів на базі технології БФМ подано в роботі [7]. Запропонований в роботі спосіб по зменшенню блокової діагоналізації перешкод на лініях передачі даних та розподілу потужності з урахуванням як відсутності, так і наявності інформації про стан каналу в багато користувачьких телекомунікаційних мережах на основі сигналів МІМО-OFDM є проявом одного з видів внутрішньої нефлюкційної завади, пов'язаної з обмеженням просторових перешкод. Безпосередній вплив відхилення параметрів одного з каналів передачі даних, та формування негативного впливу від нього на завадозахищеність каналу в роботі не розглядалися.

Таким чином, аналіз публікацій, присвячених розгляду впливів нефлюкційних завад на ефективність прийому сигналів БФМ дозволив виявити невідповідності, що стосуються оцінки впливу вказаних завад на завадостійкість сигналів БФМ в процесі їх когерентного прийому та сформуванню нове наукове завдання дослідження.

Виклад основного матеріалу

Обґрунтування критерію оцінки завадозахищеності сигналу БФМ при наявності нефлюкційних завад

Сигнал з БФМ на тактовому інтервалі T приймає одне з M можливих значень [2, 3]:

$$S_i(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_c); \quad (1)$$

де $\varphi_i = \frac{i2\pi}{M}$, $t \in [0, T_s]$, $i = 0, 1, \dots, M-1$.

ω_0 – несуча частота; φ_i – інформаційна фаза;

$A_0 = \sqrt{2E_s/T_s}$ – амплітуда сигналу.

$E_s = k E_b$ – енергія каналного символу, що несе інформацію про $k = \log_2 M$ інформаційних біт;

E_b – енергія, яку має один біт інформації;

φ_c – початкове фазове зміщення сигнального сузір'я.

Класичний кореляційний когерентний приймач сигналу виду (1) в присутності білого гаусівського шуму функціонує на основі обчислення інтегралів згортки I , коливання вхідного сигналу $x(t)$ та M опорних сигналів [2, 8]:

$$I_i = \frac{2A_0}{N_0} \cdot \int_0^{T_s} x(t) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt. \quad (2)$$

Для достовірності аналізу припустимо, що когерентний приймач має ідеальну фазову і тактову синхронізацію.

Правильний прийом j -го каналного символу відповідає виконанню умови [1,9]:

$$I_j > \{I_i\}, i \neq j; i, j = 1, \dots, M-1.$$

Ймовірність цієї події дорівнює:

$$P_{sj} = \prod_{\substack{i=0 \\ j \neq i}}^{M-1} p(I_j > I_i), j,$$

де: $p(I_j > I_i)$ – умовна ймовірність того, що при передачі j -го символу напруга на виході j -го корелятора більша вихідної напруги будь-якого іншого i -го корелятора.

Врахуємо той факт, що всі апіорні ймовірності каналних символів рівні, а сигнальне сузір'я БФМ симетричне. Це дозволить визначити загальну ймовірність правильного прийому P_s , як ймовірність дійсного прийому для одного символу, наприклад, з індексом «0» [2, 9]:

$$P_s = \prod_{i=1}^{M-1} p(I_0 > I_i) \quad (3)$$

Тоді ймовірність символної помилки при прийомі каналного символу дорівнює:

$$P_{es} = 1 - P_s \quad (4)$$

При достатньо великих відношеннях сигнал/шум між ймовірністю помилки P_{es} та ймовірністю бітової помилки P_{eb} справедливо співвідношення [2,10]:

$$P_{eb} = P_{es} / \log_2 M \quad (5)$$

Приймемо, що на вході когерентного приймача системи передачі даних крім корисного сигналу присутній білий гаусівський шум $n(t)$ і нефлюктуційна завада $s_n(t)$ (рис. 1) [10].

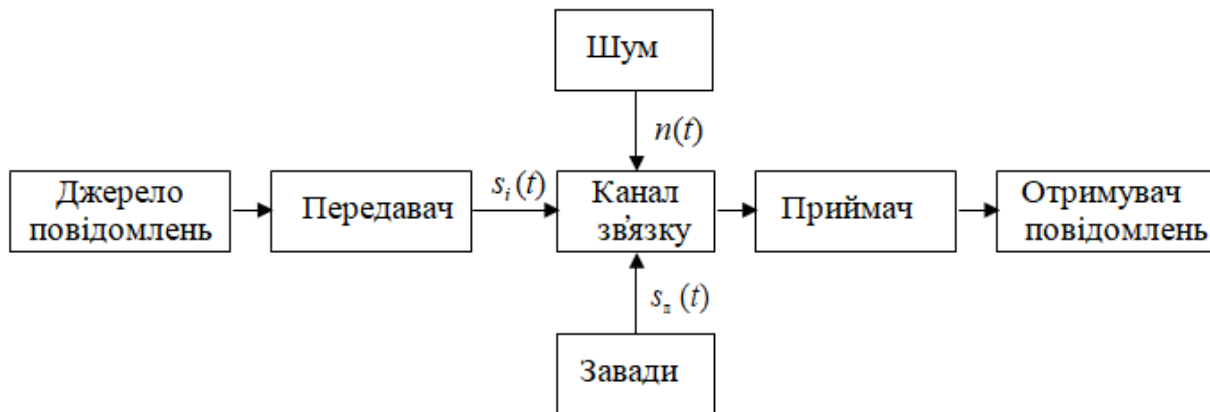


Рис. 1. Структурна схема системи передачі даних в телекомунікаційній мережі на базі технології БФМ

Вибір критерію оцінки впливу нефлюктуційних завад ($s_n(t)$) на завадостійкості сигналу БФМ проведемо на основі оцінки впливу одного з виду таких завад, а саме гармонійної завади.

Гармонічна завада з розладом $\Delta\omega_n$ відносно центральної частоти спектру сигналу БФМ визначається функціональною залежністю [3,11]:

$$S_G(t) = \mu A_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_p)t + \varphi_p] \quad (6)$$

Де μ – відносна інтенсивність завади; $\Delta\omega_p$ – частотний розлад; φ_p – випадкова початкова фаза завади, що рівномірно розподілена на напівінтервалі $(-\pi, +\pi]$.

Процес $x(t)$, що входить у функціональну залежність інтегралів згортки вхідного коливання $x(t)$, та M опорних сигналів, визначимо у вигляді [1,8]:

$$x(t) = s_i(t) + s_n(t) + n(t) \quad (7)$$

Для розрахунку ймовірності бітової помилки при прийомі каналного символу з індексом « i » сигналу БФМ а також шкідливі завади схему сигналу представимо у векторному вигляді (рис.2):

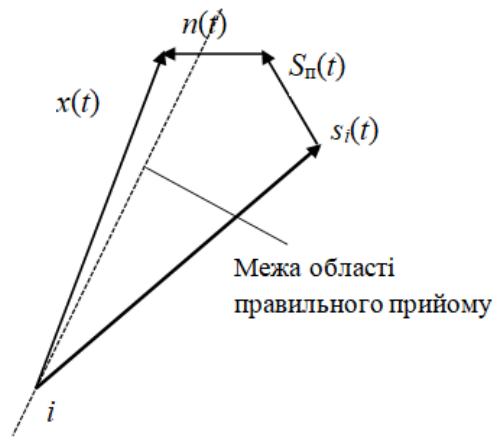


Рис. 2. Векторне представлення БФМ сигналу, шуму та завади

Фіксуємо початкову фазу φ_n вектору завади $s_n(t)$.

Тоді сумарний вектор $s_i(t) + s_n(t)$ приймемо умовно детермінованим, але процеси I_i на виходах кореляторів демодулятора будуть випадковими.

За рахунок гаусівського шуму вони розподілені за нормальним законом розподілу.

Статистичні характеристики таких розподілень можна визначити за початковою фазою завади φ_n .

А саме, середні значення $m_0, \dots, m_i, \dots, m_{M-1}$, дисперсії $D_0, \dots, D_i, \dots, D_{M-1}$, взаємні кореляційні моменти M_{0-i} , а також характеристики процесів $y = I_0 - I_i$ на вході пристрою порівняння кореляційних інтегралів [10,12]:

$$m_{0-i} = \langle y_{0-i} \rangle = \langle I_0 \rangle - \langle I_i \rangle = m_0 - m_i \quad (8)$$

та

$$D_{0-i} = D_0 + D_i - 2M_{0-i} \quad (9)$$

Для розрахунку величин, що визначаються виразами (8) та (9) у (7) було представлено вираз (1) при $i = 0$ та вираз (6) для нефлюктуаційної гармонійної завади.

А отриманий вираз, що визначає адитивну суміш корисного сигналу та завад підставлено у (2).

Слід урахувати, що:

$$\langle n(t) \rangle = 0; \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1); \omega_0 T_s \gg 1.$$

В результаті можна отримати:

$$\begin{aligned} m_0 &= \langle I_0 \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle x(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) + n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + 0 = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 m_i &= \langle I_i \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\
 &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) + n(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt + \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle n(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \\
 &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt + 0 = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt; \\
 D_0 &= \langle I_0^2 \rangle - \langle I_0 \rangle^2 = \langle I_0^2 \rangle - m_0^2 = \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1)x(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \\
 &\cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0) dt_1 dt_2 - m_0^2 = \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} [s_0(t_1) + s_n(t_1)][s_0(t_2) + s_n(t_2)] \cos\left(\omega_0 t_1 + \frac{i2\pi}{M}\right) \\
 &\cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}\right) dt_1 dt_2 + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1)n(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0) dt_1 dt_2 - \\
 &- m_0^2 = m_0^2 + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \frac{N_0 T_s}{4} - m_0^2 = \frac{2E_s}{N_0}. \\
 D_i &= \langle I_i^2 \rangle - \langle I_i \rangle^2 = \langle I_i^2 \rangle - m_i^2 = \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1)x(t_2) \rangle \cos\left(\omega_0 t_1 + \frac{i2\pi}{M}\right) \\
 &\cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}\right) dt_1 dt_2 - m_i^2 = \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} [s_0(t_1) + s_3(t_1)][s_0(t_2) + s_n(t_2)] \cos\left(\omega_0 t_1 + \frac{i2\pi}{M}\right) \\
 &\cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}\right) dt_1 dt_2 + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1)n(t_2) \rangle \cos\left(\omega_0 t_1 + \frac{s2\pi}{M}\right) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}\right) dt_1 dt_2 - \\
 &- m_i^2 = m_i^2 + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \frac{N_0 T_s}{4} - m_i^2 = \frac{2N_0}{N_0}.
 \end{aligned}$$

Змішані моменти, що входять у (9), визначаються по алгоритму, що поданий вище.
Наприклад:

$$\begin{aligned}
 M_{0-i} &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1)x(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}\right) dt_1 dt_2 - m_0 m_i = \\
 &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} [s_0(t_1) + s_3(t_1)][s_0(t_2) + s_3(t_2)] \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}\right) dt_1 dt_2 + \\
 &+ \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1)n(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}\right) dt_1 dt_2 - m_0 m_i = \\
 &= m_0 m_i + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \frac{N_0 T_s}{4} \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right) - m_0 m_i = \frac{2E_s}{N_0} \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right).
 \end{aligned}$$

Дисперсія, що входить (9), визначається як [10, 12]:

$$D_{0-i} = \frac{4E_s}{N_0} \left[1 - \cos \left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M} \right) \right]. \quad (10)$$

Після проведення цих розрахунків нескладно визначити також умовні ймовірності помилки, наприклад, по параметру φ_n , що входять до виразу (3).

Вони можуть бути обчислені за наступним виразом [12, 13]:

$$P_i(I_0 > I_i) \Big|_0 = 1 - \Phi \left(\frac{m_{0-i}}{\sqrt{D_{0-i}}} \right). \quad (11)$$

Далі визначимо умовні ймовірності символної (4) та бітової (5) помилок $P_{eb}(\varphi_n)$.

Для отримання безумовної ймовірності бітової помилки необхідно провести усереднення отриманих результатів $P_{eb}(\varphi_n)$ за випадковою величиною φ_n :

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{eb}(\varphi_n) d\varphi_n \quad (12)$$

Таким чином, виходячи з взаємо залежностей бітової та символної помилки, вираз (5), за основний критерій оцінки впливу нефлюкційних завад на завадозахищеність сигналу БФМ виберемо ймовірність бітової помилки вир. (12).

Вивести точну формулу для ймовірності помилки не вдається, тому для отримання остаточних результатів можна скористатися чисельним усередненням.

Оцінка завадостійкості кореляційного когерентного приймача сигналів БФМ за наявності нефлюкційної гармонічної завади

Проведемо розрахунки характеристики завадостійкості когерентного приймача БФМ сигналу при впливі на нього одночасно шумової та нефлюкційної гармонічної завад.

Гармонічну заваду приймем в вигляді функціональної залежності, яка визначається виразом (1).

Згідно з вищевикладеною методикою, розрахуємо величини, що входять до (8) та (9), з урахуванням (1), (6), (2) та (7).

Середні значення:

$$\begin{aligned} m_0 = \langle I_0 \rangle &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} (\cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \mu \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}]) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \frac{2A_0^2}{N_0} \mu \int_0^{T_s} \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt. \\ m_i = \langle I_i \rangle &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_{\Pi}(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \\ \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} &(\cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \mu \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}]) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \\ &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt + \frac{2A_0^2}{N_0} \mu \int_0^{T_s} \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}] \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt \end{aligned}$$

Після інтегрування отримуємо:

$$m_0 = \frac{2E_s}{N_0} \left[1 + \mu \frac{\sin \frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}}{\frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}} \left(\cos \varphi_0 \cos \eta + \sin \varphi_0 \sin \eta \right) \right],$$

$$m_i = \frac{2E_s}{N_0} \left[\cos \left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M} \right) + \mu \frac{\sin \frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}}{\frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}} \left(\cos \frac{i2\pi}{M} \cos \eta + \sin \frac{i2\pi}{M} \sin \eta \right) \right],$$

де параметр, $\eta = \frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2} + \varphi_{\Pi}$ - випадкова величина, рівномірно розподілена на напівінтервалі $(-\pi, +\pi]$.

Середнє значення m_{0-i} визначається як:

$$m_{0-i} = \frac{2E_s}{N_0} \left\{ 1 - \cos \left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M} \right) + \mu \frac{\sin \frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}}{\frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}} \left[\left(\cos \varphi_0 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right) \cos \eta + \left(\sin \varphi_0 - \sin \frac{i2\pi}{M} \right) \sin \eta \right] \right\},$$

а дисперсії D_{0-i} :

$$D_{0-i} = \frac{4E_s}{N_0} \left[1 - \cos \left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M} \right) \right].$$

Якщо для зручності припустити, що $\varphi_0 = 0$, то:

$$m_{0-i} = \frac{2E_s}{N_0} \left\{ 1 - \cos \frac{i2\pi}{M} + \mu \frac{\sin \frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}}{\frac{\Delta \omega_{\Pi} t}{2}} \left[\left(\left(1 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right) \cos \eta - \sin \frac{i2\pi}{M} \right) \sin \eta \right] \right\},$$

$$D_{0-i} = \frac{4E_s}{N_0} \left(1 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right).$$

Умовні за параметром η ймовірності, які випливають з (3), можуть бути обчислені по виразу (11).

Безумовну ймовірність помилки прийому каналного символу (4) і бітової помилки (5) отримаємо, усереднивши P_{es} і P_{eb} по випадковій величині η :

$$P_{es} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{es}(\eta) d\eta \quad \text{та} \quad P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{eb}(\eta) d\eta.$$

Ці результати отримані численним усередненням.

Оцінимо запроповану модель оцінки завадостійкості кореляційного когерентного приймача сигналів БФМ за наявності нефлуктаційної гармонічної завади. Для цього проведемо розрахунки залежності

ймовірності бітової помилки сигналу БФМ від співвідношення сигнал/шум (ВСШ) $\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{k N_0}$ для гармонійних завад різного рівня інтенсивності при нульовому розкладі спектру гармонічної завади $\Delta\omega_{\text{п}} T_s$ (прицільна завада) та здійснимо необхідні уточнення отриманих даних розрахунків [14, 15].

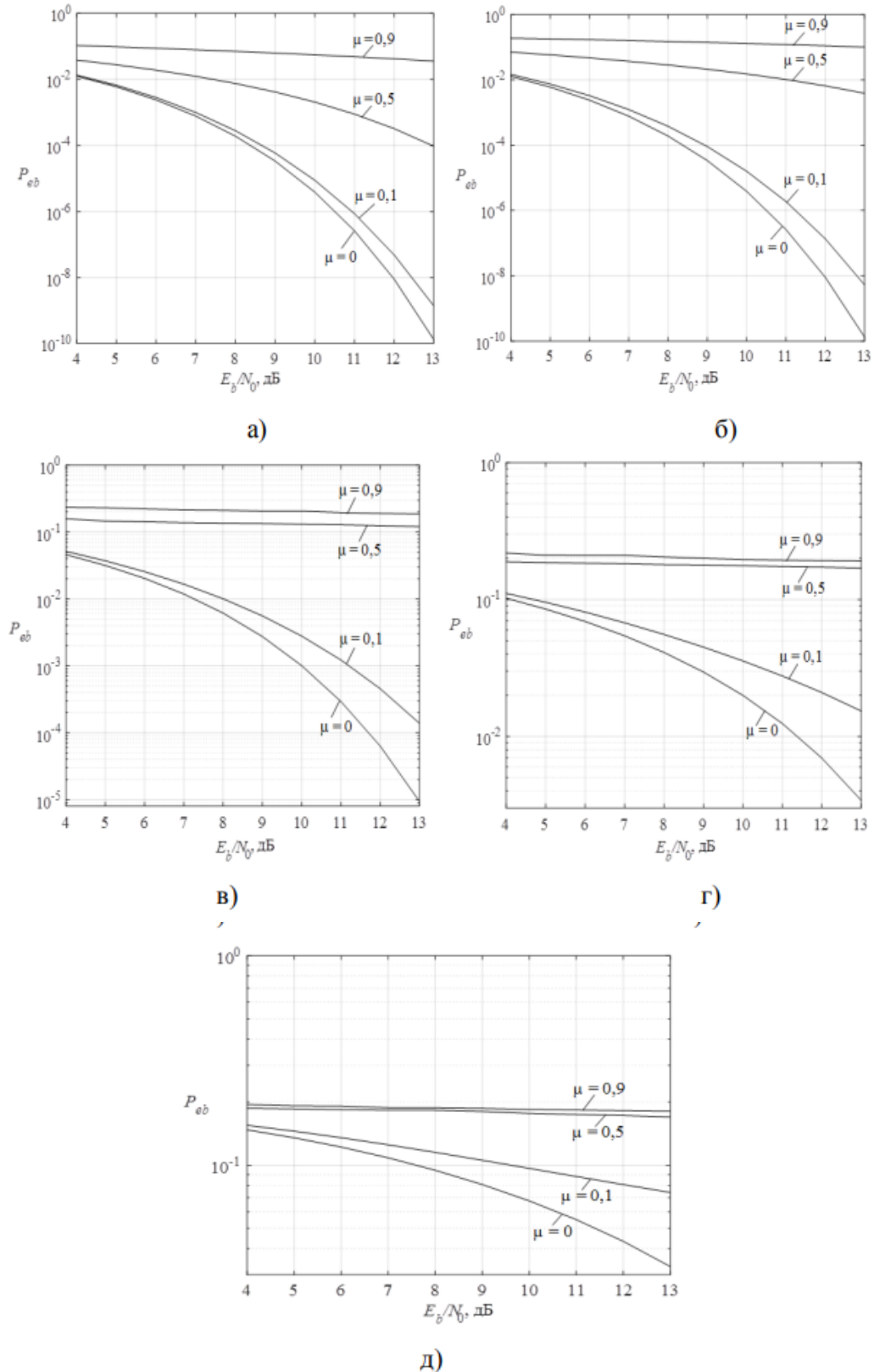


Рис.3. Залежності ймовірності бітової помилки $P_{eб}$ від ВСШ E_b/N_0 для БФМ в умовах впливу і гармонічної завади: а) – 2-ФМ; б) – 4-ФМ; в) – 8-ФМ; г) – 16-ФМ; д) – 32-ФМ

На рис.3 подано отримані узагальнені залежності ймовірності бігової помилки P_{eb} від співвідношення сигнал/шум (ВСШ) $\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{k N_0}$

Аналіз поданих на рис.3 залежностей дозволяє зробити висновок про те, що із збільшенням позиційності M вплив гармонічної завади [16-18] значно підсилюється: якщо слабка завада ($\mu = 0,1$) для $M = 2$ або $M = 4$ практично не збільшує величину P_{eb} , то для $M = 16$ або $M = 32$ зниження завадостійкості становиться помітним.

При великій інтенсивності ($\mu \geq 0,5$) прицільні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів БФМ. Цей висновок підтверджують і залежності, які приведені на рис.4, де для порівняння подано залежності завадостійкості для всіх досліджених сигналів в залежності від величини μ .

Також можна зазначити, що, якщо для шумової завади ($\mu = 0$) завадостійкість побігового прийому 2-ФМ і 4-ФМ однакова, то в присутності гармонічної завади 4-ФМ вона починає суттєво програвати.

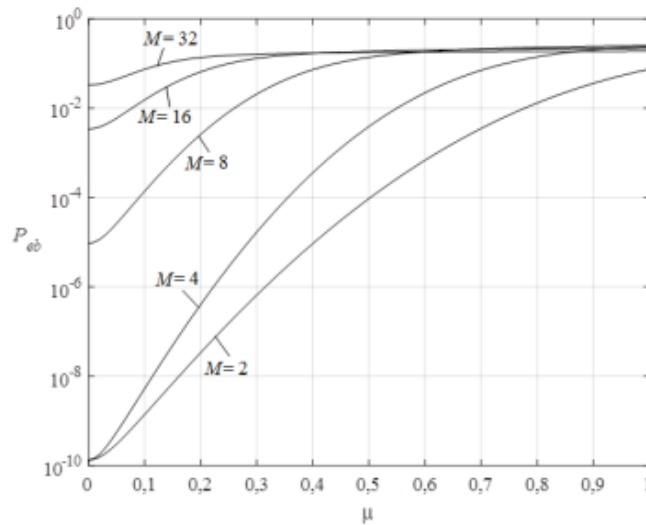


Рис.4. Залежності ймовірності бігової помилки P_{eb} від інтенсивності гармонічної завади μ при $E_b/N_0=13$ дБ.

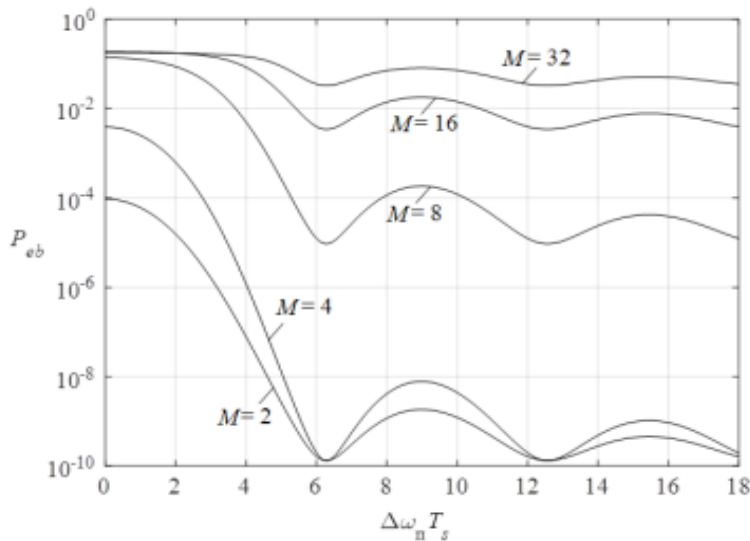


Рис.5. Залежності ймовірності бігової помилки P_{eb} від розладу гармонічної завади $\Delta\omega_{\Pi} T_s$ при $E_b/N_0=13$ дБ, $\mu=0,5$

Для проведення досліджено характер зміни завадостійкості прийому сигналів БФМ в залежності від величини розладу гармонічної завади $\Delta\omega_{\Pi} T_s$ проведено відповідно розрахунки. Їх результати з необхідними уточненнями в вигляді залежностей ймовірності бігової помилки від ВСШ для різних рівнів інтенсивності завади подано на рис 5.

В усіх показаних випадках ймовірність помилки знижується при збільшенні розладу і в подальшому наближається до ймовірності помилки без завади.

Значення, в яких ймовірність помилки досягає своїх мінімумів, відповідають нулям огибаючої енергетичного спектру корисного сигналу.

Для $M \leq 8$ при розладах завади, більших за величину $\Delta \omega_{\text{П}} > 5/T_s$, її впливом можна знехтувати.

Висновки з даного дослідження і перспективи подальшого розвитку у даному напрямі

В статті вирішується нове актуальне наукове завдання щодо оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності нефлюктуаційних завад.

1. Визначено та обґрунтовано критерій оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності нефлюктуаційних завад, в якості якого запропоновано ймовірність появи бітової помилки.

3. Розроблено та подано модель оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлюктуаційних завад.

Подана модель основана на імовірнісних характеристиках появи символної та бітової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією відносно прийнятого рівня гармонічної нефлюктуаційної завади для різних значень співвідношень сигнал/шум на вході когерентного приймача.

4. Результати оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності гармонічної нефлюктуаційної завади показали, що із збільшенням позиційності сигналу вплив гармонічної завади для $M = 2$ або $M = 4$ практично не збільшує величину бітової помилки. При збільшенні позиційності до $M = 16$ або $M = 32$ ймовірність бітової помилки і, відповідно, зниження завадостійкості сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, стає помітним. Показано, що при великій інтенсивності прицільні гармонічні нефлюктуаційні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Література

1. Балашов В. О., Воробієнко П. П., Ляховецький Л. М., Педяш В. В. Системи передавання широкосмуговими сигналами. Одеса: Вид. центр ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2012. 336 с.
2. Попівський В.В., Лемешко О.В., Ковальчук В.К., Плотніков М.Д., Картушин Ю. П. (2012) Телекомунікаційні системи та мережі. Структура й основні функції. Том 1. URL: <http://www.znanius.com/3534.html>.
3. Зайцев, С.В. (2011) Математична модель каналу зв'язку з сигналами OFDM та навмисними завадами. Математичні машини і системи, 4, 166–175. URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/83639>.
4. Taheri T., Nilsson Van de Bee J (2016) Asymmetric Transmit-Windowing for Low-Latency and Robust OFDM. 2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). -Washington, DC USA, years 1-6.
5. Mohamad M, Nilsson R., De Beek A Novel J. Van (2018) Transmitter Architecture for Spectrally-Precoded OFDM. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 65(8), pp. 2592-2605.
6. Beek J. (2013) OFDM Spectral Precoding with Protected Subcarriers. IEEE Communications Letters, 17(12), pp. 2209-2212.
7. Agrahari A., Agrahari A., Varshney P. (2018) Jagannatham Precoding and Downlink Beamforming in Multiuser MIMO-OFDM Cognitive Radio Systems With Spatial Interference Constraints, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 67(3), pp. 2289-2300.
8. Стеклов В.К. Беркман Л.Н., Кільчицький Є.В. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку. Київ: Техніка, 2004. 576 с.
9. Сайко В.Г., Амірханов Е.Д. Основи мереж цифрового радіозв'язку і радіодоступу нового покоління. К.: ДУТ, 2015. 77 с.
10. Шахтарин Б.И., Казаков Л.Н., Калашников К.С. Системы связи с ортогональным частотным разделением каналов. М.: Горячая линия–Телеком, 2014. 172 с.
11. Палагин В. В. Модели и методы обработки сигналов при взаимодействии с коррелированными негауссовскими помехами. Электронное моделирование. 37(6), 2015. С. 19–34.
12. М. Прокофьев, В. Куліш, М. Ващенко, В. Дворський та інші. Оцінювання коефіцієнта якості шумової завади в системах активного захисту інформації. Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні, вип. 1 (29), 2015 р. С. 11-20/
13. Приходько С. І., Трубочанінова К. А., Батаєв О. П. Основи теорії інформації та кодування. Харків: УкрДУЗТ, 2017. 109 с.
14. М. Прокофьев, В. Куліш, М. Ващенко, В. Дворський та інші. Оцінювання коефіцієнта якості шумової завади в системах активного захисту інформації. Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні, вип. 1 (29), 2015 р. С. 11-20
15. В.В. Палагін, О.А. Палагіна, О.С. Зорін Комп'ютерне моделювання системи обробки шумових

сигналів на фоні негаусових завад. Математичне та комп'ютерне моделювання. Серія: Технічні науки: зб. наук. пр. Кам'янець-Подільськ. нац. ун-т, Вип. 16, 2017. С. 104-113.

16. Boiko J. et al. Study of the influence of changing signal propagation conditions in the communication channel on bit error rate //Data-Centric Business and Applications: ICT Systems—Theory, Radio-Electronics, Information Technologies and Cybersecurity. – Cham : Springer International Publishing, 2021. – С. 79-103.

17. Boiko J. et al. Signal processing with frequency and phase shift keying modulation in telecommunications //Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control). – 2019. – Т. 17. – №. 4. – С. 2025-2038.

18. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Друзинін, С. В. Тольюпа. – Київ : Логос, 2018. – 227 с.

References

1. Balashov V. O., Vorobienko P. P., Lyakhovetskiy L. M., Pedyash V. V. Broadband signal transmission systems. Odesa: Ed. ONAZ center named after O.S. Popova, 2012. 336 p.

2. Popivskiy V.V., Lemeshko O.V., Kovalchuk V.K. Plotnikov M.D., Kartushyn Yu.P. (2012) Telecommunication systems and networks. Structure and main functions. Volume I. URL: <http://www.znanius.com/3534.html>.

3. Zaitsev, S.V. (2011) A mathematical model of a communication channel with OFDM signals and intentional interference. Mathematical machines and systems, 4, 166–175. URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/83639>.

4. Taheri T., Nilsson Van de Bee J (2016) Asymmetric Transmit-Windowing for Low-Latency and Robust OFDM. 2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). -Washington, DC USA, years 1-6.

5. Mohamad M, Nilsson R., De Beek A Novel J. Van (2018) Transmitter Architecture for Spectrally-Precoded OFDM. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 65(8), pp. 2592-2605.

6. Beek J. (2013) OFDM Spectral Precoding with Protected Subcarriers. IEEE Communications Letters, 17(12), pp. 2209-2212.

7. Agrahari A., Agrahari A., Varshney P. (2018) Jagannatham Precoding and Downlink Beamforming in Multiuser MIMO-OFDM Cognitive Radio Systems With Spatial Interference Constraints, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 67(3), pp. 2289-2300.

8. Steklov V.K. Berkman L.N., Kilchytskyi E.V. Optimization and modeling of communication devices and systems. Kyiv: Technika, 2004. 576 p.

9. Saiko V.G., Amirkhanov E.D. Basics of new generation digital radio communication and radio access networks. K.: DUT, 2015. 77 p.

10. Shahtarin B.I., Kazakov L.N., Kalashnikov K.S. Communication systems with orthogonal frequency channel division. M.: Hotline–Telecom, 2014. 172 p.

11. VV Palagin, Models and methods of signal processing when interacting with correlated non-Gaussian noise. Electronic modeling, 37(6), 2015. P. 19–34.

12. M. Prokofiev, V. Kulish, M. Vashchenko, V. Dvorsky and others. Evaluation of the quality coefficient of noise interference in active information protection systems. Legal, regulatory and metrological support of the information protection system in Ukraine, vol. 1 (29), 2015, pp. 11-20/

13. Prykhodko S. I., Trubchaninova K. A., Bataev O. P. Fundamentals of information theory and coding. Kharkiv: UkrDUZT, 2017. 109 p.

14. M. Prokofiev, V. Kulish, M. Vashchenko, V. Dvorsky and others. Evaluation of the quality coefficient of noise interference in active information protection systems. Legal, regulatory and metrological support of the information protection system in Ukraine, vol. 1 (29), 2015, pp. 11-20

15. V.V. Palagin, O.A. Palagina, O.S. Zorin Computer modeling of the noise signal processing system against the background of non-Gaussian disturbances. Mathematical and computer modeling. Series: Technical sciences: coll. of science Kamianets-Podilsk Ave. national University, Vol. 16, 2017. P. 104-113.

16. Boiko J. et al. Study of the influence of changing signal propagation conditions in the communication channel on bit error rate //Data-Centric Business and Applications: ICT Systems—Theory, Radio-Electronics, Information Technologies and Cybersecurity. – Cham : Springer International Publishing, 2021. – С. 79-103.

17. Boiko J. et al. Signal processing with frequency and phase shift keying modulation in telecommunications //Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control). – 2019. – Т. 17. – №. 4. – С. 2025-2038.

18. Boiko J.M. Teoretychni aspekty pidvyshchennia zavadostiikosti y efektyvnosti obrobky syhnaliv v radiotekhnichnykh prystroiakh ta zasobakh telekomunikatsiinykh system za naiavnosti zavad: monohrafiia / J. M. Boiko, V. A. Druzynin, S. V. Toliupa. - Kyiv: Lohos, 2018. - 227 s.