



РАДІОЕЛЕКТРОНІКА

ПЕРВИННИЙ АНАЛІЗ ПЕРСПЕКТИВНИХ СИГНАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ КАНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

Р. Політанський, С. Мотроненко¹, Ю. Кравцов²

¹ Чернівецький національний університет ім. Ю. Федьковича,
вул. Коцюбинського, 2, Чернівці, 58012, Україна

² Національний університет "Львівська політехніка", вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна

Відповідальний за рукопис: Р. Л. Політанський (e-mail: r.politansky@chnu.edu.ua).

(Подано 26 червня 2021)

Тема роботи пов'язана зі спектральними та кореляційними властивостями складних широкосмугових сигналів, що традиційно були предметом досліджень, пов'язаних із розвитком телекомунікаційних технологій. Такі дослідження знову стають актуальними, що пов'язано із необхідністю підвищення швидкості передавання даних без збільшення потужності сигналу. У роботі проаналізовано сучасні методи підвищення завадостійкості процесу передавання інформації та сферу застосування цих методів у каналах, де діють завади із різними статистичними характеристиками. Здійснено огляд алгоритмів генерування складних сигнальних конструкцій. Проаналізовано низку сигналів: фрактальних у просторовому та імовірнісному сенсі, суттєво неортогональних сигналів, генерованих із застосуванням математичної моделі рядів Вейерштрасса. На основі аналізу кореляційних та спектральних властивостей сигналів показано, що неортогональні сигнали, генеровані із застосуванням математичної моделі модифікованих рядів Вейерштрасса, потенційно придатні для боротьби із міжсимвольною та міжканальною інтерференцією. Розглянуто можливі схеми застосування широкосмугових сигналів із метою кодування та декодування даних, поданих у цифровій формі.

Ключові слова: *широкосмугові сигнали; фрактальні сигнали.*

УДК: 004.052.2

1. Вступ

Розвиток мобільного зв'язку розпочався на початку 80-х років минулого століття. Сьогодні можна виділити п'ять генерацій, що ґрунтуються на принципово відмінних технологіях доступу абонентських і базових станцій. Це технологія AMPS із використанням аналогових сигналів, технології GSM та UMTS та технології LTE і 5G. Простежується тенденція до стирання кордонів між різними телекомунікаційними технологіями, відбувається уніфікація використовуваного програмного та апаратного забезпечення, що уможливило конвергенцію класичних комп'ютерних корпоративних мереж та мереж мобільного зв'язку окремих операторів.

Стрімке зростання трафіку, що передається мобільними мережами, зумовило збільшення таких показників системи передавання, як максимальна швидкість передавання даних та щільність кількості під'єднаних пристроїв. Можливість забезпечення характеристик кожного нового стандарту досягнуто як переходом до вищих частотних діапазонів із більшою кількістю каналів у кожній смузі, так і вдосконаленням технологій модуляції та кодування цифрових даних. Істотне збільшення швидкості

передавання без підвищення загальної потужності електромагнітного випромінювання спричинило перехід від кодового розділення каналів (CDMA) у технологіях GSM та UMTS до мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM) у технологіях LTE та 5G.

Збільшення швидкостей передавання даних, задекларованих у стандарті 5G, потребує розроблення фазових антен спрямованої дії, розвитку нових стандартів маршрутизації даних, що забезпечують можливість реалізації з'єднань точка–точка, а також розроблення нових технологій програмного пошуку вільних частотних діапазонів, з метою ефективного використання смуги частот та запобігання колізіям користувачів, що використовують фіксовані частотні смуги [1].

2. Аналіз останніх досліджень та публікацій

Розглянемо сигнали, основані на базі системи ермітових функцій, математична модель яких запропонована у [3]. Часовою залежністю цих сигналів є функція (1):

$$s_{sp}^k(t) = \sum_{j=0}^k a_j H_j(t), \quad (1)$$

де $H_j(t)$ – поліноми Ерміта, задані на інтервалі $t \in [a; b]$; k – кількість фрагментів сплайна; a_j – значення сигналу у вузлових точках сплайна; k – кількість фрагментів сплайна.

Поліном Ерміта $H_j(t)$ j -го порядку визначається із диференційного співвідношення:

$$H_j(t) = (-1)^j * y^{j/2} * \frac{d^j}{dt^j} e^{-t^2/2}. \quad (2)$$

Аналіз, який виконали автори [3], показує, що у разі додавання білого шуму із різними значеннями дисперсії середньоквадратичні значення похибок оцінювання параметрів фрактального сплайна менші порівняно зі звичайним сплайном.

Отримані фрактальні сплайни дають змогу за малої кількості лінійно залежних параметрів отримувати багатомасштабні сигнали складної форми. Завдяки багатомасштабності за мінімальної кількості параметрів енергія сигналу зосереджується у широкому діапазоні частот, підвищує завадостійкість сигналу і уможливорює його виявлення за високого рівня завад.

Математична модель фрактального вейвлета [4] визначається виразом (3):

$$s(t) = \sum_j^k \cos(g(1-x)^j * 2\pi f_0 t) \quad (3)$$

де x – параметр творення фрактального вейвлета; f_0 – центральна частота сигналу; k – кількість ітераційних множників.

Самоподібність цього сигналу проявляється у його частотному просторі, для достатньо великого відрізка часової реалізації існує ієрархія вкладених один в одного спектрів, що мають однаковий аналітичний вигляд. Підвищення порядку фрактала досягається збільшенням кількості множників у часовій моделі сигналу (3).

Адитивний фрактальний сигнал оснований на усіченому ряді Вейерштрасса, що досліджений у [4], належить до множини сигналів, що задовольняють скейлінгове рівняння Шредінгера (4), яке за виглядом є функціональним рівнянням із двома параметрами g і m :

$$f(x) = f(g * x) / m. \quad (4)$$

Функції, що є розв'язками цього рівняння, являють собою нескінченні степеневі ряди (5):

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{m^n} g^n x^n. \quad (5)$$

Сигнал, що утворюється у результаті підстановки $g(x) = \sin(x)$, називають функцією Вейерштрасса.

Математична модель (6) сигналу утворюється із функції Вейерштрасса вибором кінцевої множини доданків $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$, що являє собою так званий усічений ряд Вейерштрасса.

Утворений сигнал являє собою суму зважених синусоїдальних сигналів із частотами та амплітудами, що утворюють геометричну прогресію:

$$w(t) = \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} a_l^{(D-2)k} \sin(l^k t + f_k), \quad (6)$$

де $1 < D < 2$ – параметр творення фрактального вейвлета, l – безрозмірна опорна частота сигналу, $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$ – індекси доданків ряду із найменшим значенням k_{\min} і найбільшим значенням k_{\max} , f_k мають зміст фаз синусоїдних сигналів, що формують ряд.

Для усієї множини значень індексу $1 \leq k \leq k_{\max}$ ряд утворює функцію із властивістю самоподібності у просторово-часовому сенсі із фрактальною розмірністю D . Якщо кількість доданків ряду зменшити, то ця властивість виконуватиметься лише наближено.

Розглянуті раніше типи сигналів самоподібні або у просторово-часовому сенсі, або у частотному просторі сигналу. Існує ще один тип самоподібності, який виражає властивість самоподібності у ймовірнісному сенсі. Найвідомішим із таких сигналів є фрактальний гауссовий шум [5]. Самоподібність цього сигналу проявляється у тому, що дисперсія різниці між сусідніми часовими відліками пропорційна до різниці часу, протягом якого одержано ці відліки:

$$\overline{[X(t) - X(t_0)]^2} = 2 * D * |t - t_0|. \quad (7)$$

Значення відліків сигналу, що задовольнить умову (7), можна визначити виразом (8):

$$X^{(H)}(i) \approx \frac{1}{(H + 1/2)} * \sum_{j=0}^{n(i+1)-1} a_j^{H-1/2} * x(j) - \frac{1}{(H + 1/2)} * \sum_{j=0}^{in-1} a_j^{H-1/2} * x(j), \quad (8)$$

де H – параметр Херста; n – параметр масштабування самоподібного сигналу (мінімальне значення дорівнює 1); $X^{(H)}(i)$ – значення i -го відліку сигналу із параметром Херста H ; $x(i)$ – значення i -го відліку сигналу із гауссовим розподілом амплітуд із нульовим математичним сподіванням.

3. Формулювання цілі статті

На сучасній стадії розвитку мобільних технологій найактуальнішим завданням є перехід від стандарту LTE до 5G. Одним із напрямів досліджень, який знову став актуальним, є пошук нових сигналів, що переносять модульовані коливання в межах одного стільника. Це зумовлено тим, що відмінність у вимогах до кількості підключених пристроїв між двома сусідніми стандартами LTE та 5G призводить до того, що істотно змінюються властивості трафіку. Зростання вимог до кількості пристроїв, які можуть одночасно передавати інформацію в межах одного стільника, спричиняє значне зростання проблеми міжканальної інтерференції. Вирішення проблем міжсимвольної та міжканальної інтерференції вимагає розв'язування задачі захисту від завад, що мають властивості нестационарних випадкових процесів. На рис. 1 наведено види спотворень у системах передавання інформації та методи боротьби із ними.

Дані щодо пошуку нових методів модуляції, які можуть бути використані у стандартах 4G та 5G [2], дають підстави зробити висновок про те, що є багато нових рішень, оснований на застосуванні неортогональних сигналів.

Отже, завдання пошуку складних сигналів із високою базою, яке є класичним у колі фахівців у галузі телекомунікацій, знову стає актуальним.

Цілі цієї роботи – пошук складних сигналів із великою базою та задовільними кореляційними та спектральними властивостями водночас та аналіз можливого способу модуляції цифрової інформації цими сигналами.

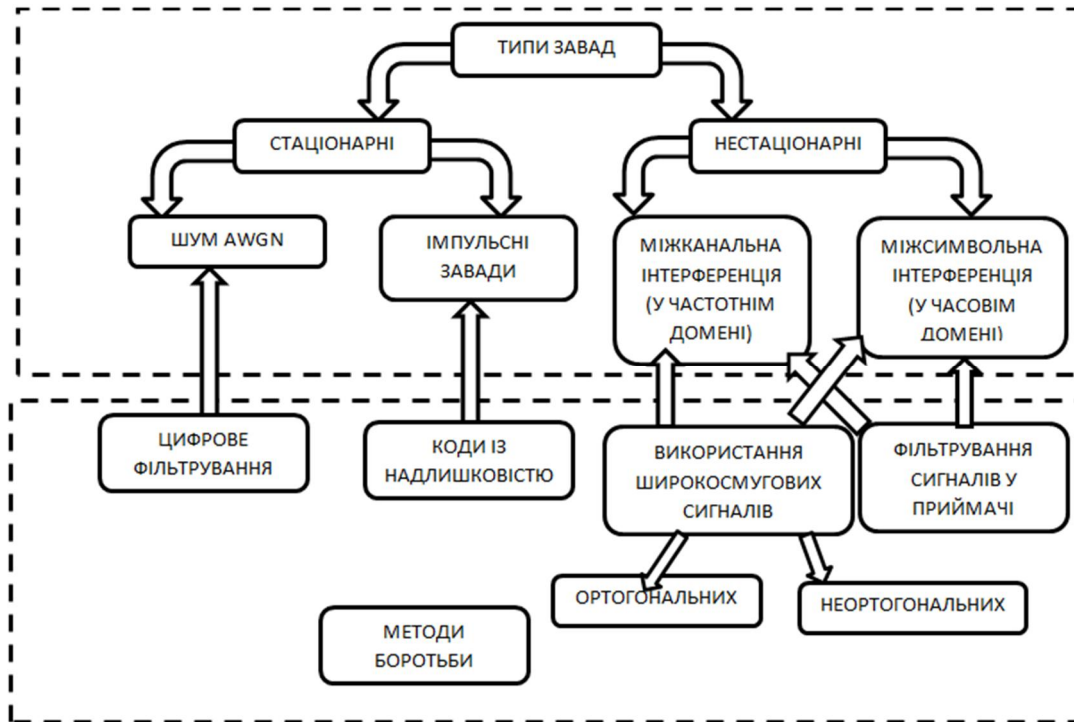


Рис. 1. Види завад у каналах зв'язку та методи боротьби із ними

4. Первинний аналіз властивостей сигналів

Задача визначення сигналів із заданою шириною спектра в умовах обмеженої тривалості сигналів є оптимізаційною задачею моделювання сигналів, яку розв'язували задовго до впровадження сучасних стандартів бездротових технологій передавання даних. Основна ідея, що пояснює потенціальні переваги використання складних широкосмугових сигналів, полягає у тому, що вибір форми сигналу-переносника стає визначальним у протидії таким типам завад, як міжсимвольна та міжканальна інтерференції. Причому перехід у високочастотну область спектра та збільшення кількості користувачів істотно ускладнюють цю проблему. Адже збільшується кількість шляхів поширення сигналу внаслідок зменшення тривалості імпульсів, і це призводить до збільшення потужності завад внаслідок міжсимвольної інтерференції. Збільшення кількості користувачів призводить до більшої варіації цієї величини у часі, тому зростає не лише потужність міжканальної інтерференції, але й додатково принципово змінюються статистичні показники випадкового процесу, що моделює міжканальні завади, і його нестационарність може відіграти вирішальну роль. У цьому випадку традиційні методи завадостійкого кодування та використання оптимального фільтрування не дуже придатні, адже вони розраховані на відомі статистичні характеристики каналів, які у випадку нестационарних завад встановити дуже важко. Тому методи адаптивного фільтрування також стають менш придатними, оскільки і вони розраховані на те, що можна певною мірою передбачати характеристики каналів на деякому часовому проміжку.

Тому деякі дослідники, які розвивають технології стандарту 5G [2], вказують на те, що застосування складних неортогональних сигналів можна зробити ефективнішим, ніж усі інші відомі методи, вирішивши проблеми міжсимвольної та міжканальної інтерференції. У [2] зазначено також

про можливість застосування штучної інтерференції, яка, можливо, нівелюватиме інтерференцію, що виникає у реальних каналах.

Первинним аналізом будь-якої нової системи сигналів є дослідження спектральних та кореляційних характеристик сигналів з метою визначення їхньої бази.

Ми виконали первинний аналіз сигналів, побудованих із використанням модифікованої функції Вейерштрасса, оскільки, на наш погляд, він є найменш складним з погляду технічної реалізації.

Модифіковану функцію Вейерштрасса утворюють із класичної функції (6) зменшенням амплітуди кожної складової:

$$w(t) = \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} \frac{e^{i \lambda t}}{t^{k/2}} \cdot |t^{(D-2)k}| * \sin(\lambda t + f_k). \quad (9)$$

У такому сигналі відсутній тренд наростання енергії в області низьких частот та збільшена складність часових реалізацій. Фаза сигналу є найочевиднішим кандидатом на величину, яка визначає значення закодованої цифрової інформації, поданої у дискретній формі. З метою проведення досліджень ми використовували значення фази, ураховуючи, що це випадкова величина, розподілена за рівномірним законом. На основі математичної моделі сигналу (9) потрібно згенерувати k значень фази, де $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$:

$$f_k = \text{rand}(k_{\max} - k_{\min}, "uniform"). \quad (10)$$

Часові залежності сигналів тривалістю $T = 2000$ відліків, побудовані із застосуванням моделі модифікованого ряду Вейерштрасса за значень параметрів: $D = 0,9$, $\lambda = 1,1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D = 0,9$, $\lambda = 1,9$, $5 \leq k \leq 20$, наведено на рис. 2, а та б відповідно, де зображено перші 100 відліків сигналів. Індекс Херста H , вказаний на рис. 2, пов'язаний із коефіцієнтом D співвідношенням (11):

$$D = 2 - H. \quad (11)$$

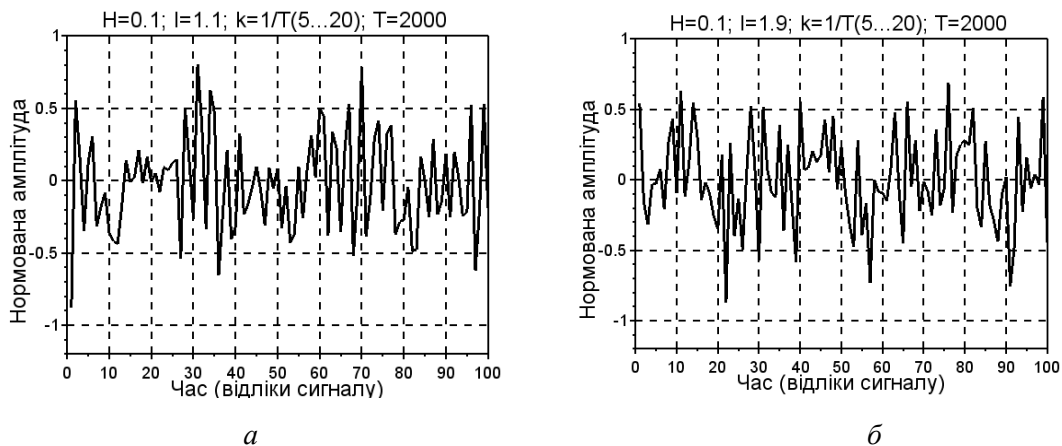


Рис. 2. Часові залежності сигналів тривалістю 2000 відліків, генерованих на основі математичної моделі модифікованої функції Вейерштрасса за значень параметрів $D=0,9$, $\lambda=1,1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D=0,9$, $\lambda=1,9$, $5 \leq k \leq 20$, а та б відповідно

Функції спектральної густини потужності досліджених сигналів розраховані за формулою (12):

$$S(f) = |DFT(w(t))|^2, \quad (12)$$

де $S(f)$ – спектральна густина потужності сигналу; DFT – символічне позначення дискретного перетворення Фур'є сигналу.

Графіки залежності спектральної густини потужності від нормованої частоти, побудовані у логарифмічному масштабі для сигналів тривалістю $T = 2000$ відліків для значень параметрів: $D = 0,9$, $\lambda = 1,1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D = 0,9$, $\lambda = 1,9$, $5 \leq k \leq 20$, наведені на рис. 3, а та б відповідно.

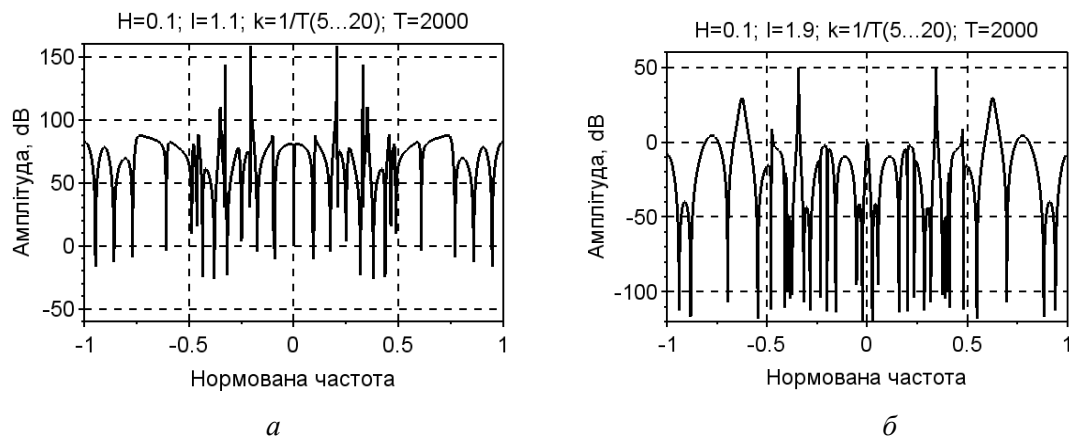


Рис. 3. Спектральна густина потужності сигналів тривалістю 2000 відліків, генерованих на основі математичної моделі модифікованої функції Вейєрштрасса для значень параметрів $D = 0,9$, $\lambda = 1,1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D = 0,9$, $\lambda = 1,9$, $5 \leq k \leq 20$, а та б відповідно

Дослідження спектральної густини потужності дали змогу виявити параметри сигналів, що найбільше впливають на спектр сигналу. Таким параметром є множник λ . Проведено дослідження сигналів за значень $l \in [1,1;1,9]$ із кроком 0.1. Збільшення показника Херста тільки підсилює цю залежність, його значення змінювалося із кроком 0.1 на множині $H \in [0,1;0,9]$.

Іншою важливою характеристикою досліджених сигналів є їхні кореляційні властивості, які визначають міжсимвольну інтерференцію. Найхарактерніші графіки нормованих автокореляційних функцій наведено на рис. 4. Кореляційні функції, нормовані відносно їх найбільшого, побудовані для сигналів тривалістю $T = 2000$ відліків за значень параметрів: $D = 0,9$, $\lambda = 1,1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D = 0,9$, $\lambda = 1,9$, $5 \leq k \leq 20$, наведені на рис. 4, а та б відповідно.

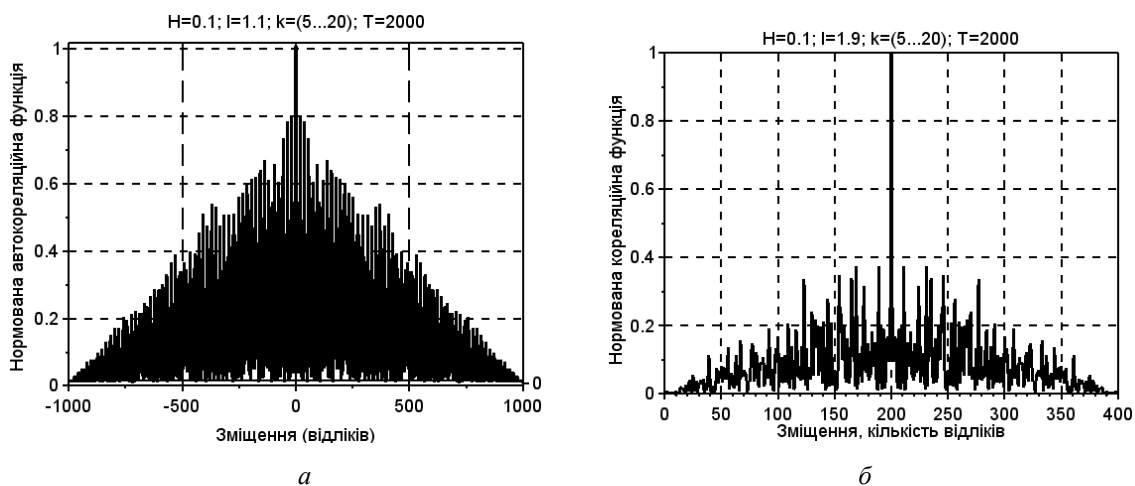


Рис. 4. Нормовані кореляційні функції сигналів тривалістю 2000 відліків, генерованих на основі математичної моделі модифікованої функції Вейєрштрасса за значень параметрів $D = 0,9$, $\lambda = 1,1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D = 0,9$, $\lambda = 1,9$, $5 \leq k \leq 20$, а та б відповідно

Аналіз кореляційних функцій дає можливість зробити висновок про те, що на корельованість сигналу також істотно впливає параметр λ (рис. 4, а та б): за більших значень сигнал стає менш

корельованим і тому стійкішим до міжсимвольної інтерференції, яка виникає у разі багатопроменевого поширення сигналу.

Вирішення іншої проблеми – міжканальної інтерференції багато у чому визначається алгоритмом формування каналних сигналів. Сигнал, генерований за алгоритмом модифікованих рядів Вейерштрасса, привабливий з погляду потенційної стійкості каналів до міжканальної інтерференції. Окремі канали можна сформувати, генеруючи сигнали із різними частотними складовими, задані множиною значень параметра k у математичній моделі сигналу (9). Кількість каналів можна варіювати, встановлюючи найбільше і найменше значення параметра k для кожного із каналів:

$$\begin{aligned} \text{Канал 1: } & k_{1min} \leq k \leq k_{1max}; \\ \text{канал 2: } & k_{2min} \leq k \leq k_{2max}; \\ & \dots \\ \text{канал } n-1: & k_{(n-1)min} \leq k \leq k_{(n-1)max}; \\ \text{канал } n: & k_{n,min} \leq k \leq k_{n,max}. \end{aligned}$$

Висновки

Наші дослідження показали, що практично реалізовані фрактальні сигнали мають широку базу, хороші кореляційні властивості із кореляційною функцією, що швидко спадає, та вузькими піками. Це дає підстави стверджувати, що такі сигнали можна легко виділити на рівні шуму із гауссовою статистикою.

Одними із найперспективніших сигналів з погляду збільшення множини параметрів, що визначають потужність множини формованих сигналів, є фрактальні надширокосмугові сигнали, які поєднують у собі переваги надширокосмугових і фрактальних сигналів.

Такі сигнали можуть забезпечити самокорекції сигналу, а отже, передавання інформації практично за будь-якого рівня шуму.

Із надлишковістю фрактальних надширокосмугових сигналів пов'язана підвищена завадостійкість, хоча результати розрахунків цього не показали. Також вони дають змогу долати труднощі, пов'язані із проблемою багатопроменевого поширення, уможливають організацію прихованого передавання даних.

Такі сигнали потребують розроблення принципово нових методів генерації, випромінювання, приймання та оброблення. Під час проходження таких сигналів сильно виражені дисперсійні спотворення в апаратурі та каналі поширення.

Список використаних джерел

- [1] Chin-Lin I. (2021), *Seven fundamental rethinking for next-generation wireless communications*.
- [2] Wiley.com. 2021. *Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations*. [online] Available at: <https://www.wiley.com/en-us/Signal+Processing+for+5G%3A+Algorithms+and+Implementations-p-9781119116462> [Accessed 29 June 2021].
- [3] Хандурин, А. (2021), *Сигналы с аддитивной фрактальной структурой* [online] disserCat. Available at: <https://www.dissercat.com/content/signaly-s-additivnoi-fraktalnoi-strukturoi> [Accessed 29 June 2021].
- [4] Фрактальные сверхширокополосные сигналы (2011), “Информационная безопасность: методы шифрования”, available at: https://www.researchgate.net/publication/320728206_Lazorenko_OV_Potapov_AA_Cernogor_LF_Fraktalnye_sverhsirokopolosnye_signaly_-_Glava_v_kn_Potapov_AA_Strukov_AV_Cernogor_LF_i_dr_Informacionnaa_bezopasnost_metody_sifrovani_a_kollektivnaa_monografia_S_pr
- [5] Polityanskiy, R. and Klymash, M. (2012), “Cluster coding method”, *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, vol. 59, no 3, pp. 50–53.

PRIMARY SYGNAL ANALYSIS FOR WIRELESS COMMUNICATION

R. Politanskyi, S. Motronenko, Yu. Kravtsov

Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University, 2, Kotsyubynsky Str., Chernivtsi, 58012, Ukraine

The topic of the work is related to the spectral and correlation properties of complex broadband signals, which have traditionally been the subject of research, related to the development of telecommunications technologies. Such studies are becoming relevant again due to the need to increase the data rate without increasing signal strength. The analysis of modern methods of increasing the noise immunity of the information transmission process is analyzed and the area of application of these methods in channels where there are interferences with different statistical characteristics is analyzed. An overview of algorithms for generating complex signal structures is made. A number of signals are analysed: fractal in the spatial and probabilistic sense, essentially non-orthogonal signals generated using the mathematical model of Weierstrass series. Based on the analysis of the correlation and spectral properties of the signals, it is shown that non-orthogonal signals generated using a mathematical model of modified Weierstrass series are potentially suitable for combating intersymbol and interchannel interference. Possible schemes of application of broadband signals for the purpose of coding and decoding of the data presented in digital form are considered.

Key words: *broadband signals; fractal signals.*