

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**КЛОБУКОВА ЛЮДМИЛА ПЕТРІВНА**

УДК 621.396.41:51-74

**ДИСЕРТАЦІЯ**  
**МЕТОД КВАЗІОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО РОЗДІЛЕННЯ**  
**КАНАЛІВ В КОГНІТИВНИХ РАДІОМЕРЕЖАХ**

05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі  
Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,  
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Л. П. Клобукова

Науковий керівник **Козловський Валерій Валерійович**  
доктор технічних наук, професор

Київ – 2023

## АНОТАЦІЯ

**Клобукова Л. П. Метод квазіортогонального частотного розділення каналів в когнітивних радіомережах – кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.**

Дисертація на здобуття наукового ступеню кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі. Національний авіаційний університет Міністерства освіти і науки України.

У дисертаційній роботі вирішується актуальне науково-технічне завдання підвищення ефективності використання доступного частотного ресурсу в безпроводових мережах когнітивного радіо, шляхом формування частотних планів квазіортогонального частотного розділення каналів.

В роботі розглянуто особливості функціонування безпроводової телекомунікаційної мережі на основі сигналів паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням фазомодульованого сигналу – QOFDM (QuaziOrthogonal Frequency-Division Multiplexing). Мультиплексування з ортогональним частотним поділом має переваги більш ефективного використання високочастотного спектру та надійної стійкості до міжсимвольних перешкод: завдяки низькій швидкості передачі даних у кожному підканалі OFDM більш стійкий до міжсимвольної інтерференції, спричиненої багатошляховим розповсюдженням. Проте технологія OFDM, на жаль, не позбавлена недоліків. По-перше, метод чутливий до зсуву несучої та дрейфу частоти: у разі наявності зсуву між несучими частотами передавача та приймача втрачається ортогональна властивість OFDM. По-друге, наявність високого співвідношення пікової до середньої потужності: оскільки вихідний сигнал кількох піддіапазонів комбінується для отримання сигналу OFDM, сигнал OFDM має дуже високий динамічний діапазон амплітуди. Це призводить до складної розробки ансамблю радіочастот, оскільки підсилювачі повинні бути лінійними для всього діапазону амплітуд. Таким чином удосконалення технологій передачі

даних з частотним розділенням каналів лишається складною і актуальною задачею.

Метою дисертаційної роботи є розробка методу підвищення ефективності використання когнітивних радіомереж за рахунок застосування квазіортогонального доступу на піднесучих частотах.

Для досягнення поставленої мети в дисертаційній роботі розв'язуються наступні задачі досліджень:

1. Провести аналіз загальних характеристик когнітивних радіосистем.
2. Розробити метод квазіортогонального частотного розділення каналів.
3. Розробити метод визначення збігів позицій частотних піднесучих при QOFDM.
4. Розробити імітаційну модель процесу формування частотних планів для QOFDM.
5. Виконати дослідження взаємкореляційних властивостей сформованих частотних планів на основі QOFDM.

У процесі досліджень і моделювання було отримано наступні наукові і практичні результати:

1. Удосконалено метод квазіортогонального доступу на піднесучих частотах, який базується на неортогональному використанні частотних смуг підканалів. Метод дозволяє значно знизити кількість появи частотних колізій та дозволяє збільшити абонентську ємність когнітивної радіосистеми за рахунок паралельної роботи субканалів в загальній смузі частот, кожен з яких має свою кількість абонентів.

2. Вперше розроблено метод визначення співпадаючих частотних позицій піднесучих для квазіортогонального доступу на піднесучих частотах (QOFDM). Використання методу дозволяє спростити процес формування частотних планів і зменшити рівень внутрішньосистемних завад в системах когнітивного радіо, що виникають при одночасному використанні багатьма користувачами одних і тих же частотних смуг.

3. Удосконалено метод отримання функції OFDM-сигналу з використанням методу Фейєра, підсумовуванням середніх арифметичних сум ряду. Метод дає можливість розрахувати часткові суми сигнальної функції, а також провести порівняльний аналіз різних сигнальних функцій за критеріями енергетичної та спектральної ефективності.

4. Вперше розроблено імітаційну модель процесу формування ансамблю частотних планів для QOFDM, яка, на відміну від існуючих, дозволяє визначити ширину підканалів в частотних планах ансамблів складних сигналів з урахуванням їх кількості. Це дозволяє синтезувати ансамблі складних сигналів з низькою взаємодією в частотній області.

Новизна отриманих результатів підтверджується відсутністю розроблених моделей та методів в існуючих технологіях забезпечення вимог QoS в телекомунікаційних системах. Отримані наукові результати в сукупності є розвитком стандарту IEEE 802.20 та спрямовані на підвищення ефективності використання частотного ресурсу вторинними користувачами в когнітивних радіомережах.

Практичне значення отриманих результатів

1) Практичне використання розробленого методу квазіортогонального частотного розділення каналів з використанням нелінійного розподілу піднесучих частот дає можливість істотно підвищити пропускну спроможність когнітивної радіосистеми в  $n$  разів, де  $n$  – це кількість частотних планів в ансамблі, за рахунок паралельного використання різними абонентами однієї мережі різних варіантів розподілу піднесучих частот.

2) Використання розробленого методу визначення співпадаючих частотних позицій в алгоритмі формування ансамблю частотних планів дозволяє спростити процес формування частотних планів і зменшити рівень внутрішньосистемних завад, що виникають при одночасному використанні багатьма користувачами одних і тих самих частотних смуг до величини порядку 5%.

3) За допомогою розрахунків доведено, що завдяки згладжуванню з використанням ядра Фейєра форма відновленого сигналу наближається до

гаусівської, яка є найбільш прийнятною для оптимального розподілу енергії сигналу за часом та частотою. Доведено, що метод є корисним для відновлення сигналів по обмеженому числу членів ряду, та ядро Фейєра грає роль інструменту забезпечення спектральної ефективності сигналів.

4) Розроблені імітаційні моделі можна використовувати для оцінки рівня внутрішньосистемних перешкод між різними частотними планами утвореними на основі квазіортогонального доступу на піднесучих частотах при зміні ширини підканалів та кількості піднесучих. Показано ефективність збільшення ширини смуги частот до  $\Delta F \geq 20$  МГц, при чому величина взаємкореляційного впливу між частотними планами знаходиться в межах допустимих 10% .

**У вступі** наведено загальну характеристику роботи, обґрунтовано актуальність вибраної теми досліджень, сформульовано мету та задачі досліджень, сформульовано наукову новизну та практичну цінність отриманих результатів, відзначено особистий внесок автора, наведено дані про апробацію та практичне впровадження, наявні публікації та структуру роботи.

**У першому розділі** здійснено огляд сучасних проблем і перспектив передачі даних в телекомунікаційних системах з мультиплексуванням сигналу, проведено аналіз загальних характеристик когнітивних радіосистем. Виникнення внутрішньосистемних завад є основною проблемою, яка виявляється при одночасній роботі радіостанцій різних абонентів в загальній смузі частот, що негативно впливає на кількість одночасно обслуговуваних користувачів і якість зв'язку між ними. Тому перший розділ присвячено оцінці впливу перешкод множинного доступу на роботу когнітивних мереж та визначено шляхи зменшення цих перешкод. Також проведено аналіз методів частотного розділення каналів, а саме: ортогонального, неортогонального та Fast-OFDM. Для вирішення задачі реалізації спільного використання спектральних дір багатьма користувачами когнітивної радіомережі запропоновано використати розроблений метод на основі квазіортогонального частотного мультиплексування каналів (QOFDM).

**В другому розділі** дисертації детально розроблено метод квазіортогонального частотного розділення каналів, який вирішує задачу спільного доступу для багатьох користувачів когнітивної радіосистеми однієї і тієї ж смуги частот. Вирішення цієї задачі дозволяє значно знизити кількість появи частотних колізій та дозволяє збільшити абонентську ємність мережі. Реалізація методу квазіортогонального частотного розділення каналів досить складна, збільшення пропускної здатності системи зв'язку відбувається за рахунок одночасного паралельного використання абонентами однієї мережі різних неоднакових варіантів розподілу піднесучих частот. Запропоновано алгоритм формування ансамблю із врахуванням різного значення ширини підканалів у відповідних частотних планах та отримано графічну інтерпретацію методу. Розглянуто завдання дослідження спектральної ефективності стосовно OFDM-сигналів зі згладжуванням. У якості функцій згладжування використовуються функції, що впливають з методу Фейєра на основі підсумовування середніх арифметичних ряду, де ядро Фейєра грає роль інструменту забезпечення спектральної ефективності сигналів.

**В третьому розділі** дисертації розроблено метод визначення співпадаючих частотних позицій, шляхом попарного порівняння частотних планів при QOFDM. Проведено статистичний аналіз кореляційних властивостей складних сигналів, утворених на основі квазіортогонального доступу на піднесучих частотах. Розглянуто питання зменшення похибки відновлення сигналів після прийому та опрацювання цифровими методами, що представляє не тільки теоретичний, а й практичний інтерес. Неабияку увагу також слід приділити порівнянню факторів впливу частоти дискретизації та числа членів ряду розкладання. Це порівняння було зроблено графоаналітичним методом. Графічний аналіз розкладання в ряд з різною строгістю дотримання умов теореми Котельникова показав, що ключовою вимогою є не стільки вибір якомога більшої частоти дискретизації, скільки дотримання цілочисельності співвідношень між частотою дискретизації та шириною основної та бічних пелюсток спектру сигналу.

**В четвертому розділі** представлені результати статистичного аналізу взаємкореляційних властивостей QOFDM-частотних планів, що дозволяють оцінити ефективність запропонованих методів методу. Розроблено імітаційну модель процесу формування частотних планів для квазіортогонального частотного розділення каналів та проведено статистичну оцінку взаємкореляційних властивостей із врахуванням в них різного значення кількості підканалів, їх ширини та загальної ширини спектру ансамблю частотних планів. По результатах моделювання процесів синтезу ансамблів складних сигналів для когнітивних радіомереж було визначено напрямки по збільшенню об'єму частотних планів складних сигналів на основі QOFDM. Крім того, у представленій роботі доведено, що ядро Фейера може служити інструментом згладжування форми сигналу. Відповідно, для вирішення проблеми наявності обмеженого частотного ресурсу, що особливо важливо для випадку проектування безпроводових мереж, забезпечується потрібна спектральна ефективність сигналу, і, як наслідок, найбільш повне використання доступного частотного ресурсу. Одночасно, завдяки використанню згладжуючих ядер Фейера, у значній мірі усуваються суперечності між енергетичною та спектральною ефективністю сигналів.

**Ключові слова:** телекомунікаційні системи, когнітивні радіомережі, OFDM-сигнал, квазіортогональний доступ, метод Фейера.

## ANNOTATION

Klobukova L.P. Method of quasi-orthogonal frequency division of channels in cognitive radio networks. - On the rights of the manuscript.

Dissertation for obtaining the scientific degree of candidate of technical sciences on 05.12.02 - telecommunication systems and networks. National Aviation University.

The thesis solves the current scientific and technical task of increasing the efficiency of using the available frequency resource in wireless cognitive radio networks by forming frequency plans of quasi-orthogonal frequency separation of channels.

The paper considers the features of the operation of a wireless telecommunication network based on signals of parallel data transmission and frequency division with multiplexing of a phase-modulated signal - QOFDM (QuaziOrthogonal Frequency-Division Multiplexing). Orthogonal frequency division multiplexing has the advantages of more efficient use of high-frequency spectrum and robust resistance to intersymbol interference: due to the low data rate in each subchannel, OFDM is more resistant to intersymbol interference caused by multipath propagation. However, OFDM technology, unfortunately, is not without its drawbacks. First, the method is sensitive to carrier shift and frequency drift: if there is a shift between the carrier frequencies of the transmitter and receiver, the orthogonal property of OFDM is lost. Second, the presence of a high peak-to-average power ratio: because the output signal of several subbands is combined to produce an OFDM signal, the OFDM signal has a very high dynamic amplitude range. This leads to complex design of the RF ensemble, since the amplifiers must be linear over the entire amplitude range. Thus, the improvement of data transmission technologies with frequency division of channels remains a difficult and urgent task.

The aim of the dissertation work is to develop a method of increasing the efficiency of using cognitive radio networks due to the use of quasi-orthogonal access on subcarrier frequencies. To achieve the set goal, the following tasks are solved in the dissertation work:



1. Analyze the general characteristics of cognitive radio systems.
2. To develop a method of quasi-orthogonal frequency separation of channels.
3. To develop a method for determining coincidence of positions of frequency subcarriers in QOFDM.
4. Develop a simulation model of the forming frequency plans process.
5. Carry out a study of the intercorrelation properties of the formed frequency plans based on QOFDM. In the process of research and modeling, the following scientific and practical results were obtained:

1. The method of quasi-orthogonal access at subcarrier frequencies, which is based on non-orthogonal use of frequency bands of subchannels, has been improved. The method allows you to significantly reduce the number of frequency collisions and increase the subscriber capacity of the cognitive radio system due to the parallel operation of subchannels in the common frequency band, each of which has its own number of subscribers.

2. For the first time, a method for determining coincident frequency positions of subcarriers for QOFDM was developed. Using the method makes it possible to simplify the process of forming frequency plans and reduce the level of intra-system interference in cognitive radio systems that occur when the same frequency bands are used simultaneously by many users.

3. The method of obtaining the function of the OFDM signal using Fejer's method, by summing the average arithmetic sums of the series, has been improved. The method makes it possible to calculate the partial sums of the signal function, as well as to conduct a comparative analysis of various signal functions according to the criteria of energy and spectral efficiency.

4. For the first time, a simulation model of the process of forming an ensemble of frequency plans for QOFDM has been developed, which, unlike the existing ones, allows you to determine the width of subchannels in the frequency plans of ensembles of complex signals, taking into account their number. This allows synthesizing ensembles of complex signals with low interaction in the frequency domain.

The novelty of the obtained results is confirmed by the lack of developed models and methods in existing technologies for ensuring QoS requirements in telecommunication systems. The obtained scientific results are a development of the IEEE 802.20 standard and are aimed at increasing the efficiency of frequency resource use by secondary users in cognitive radio networks.

Practical significance of the obtained results

1) The practical use of the developed method of quasi-orthogonal frequency separation of channels using a non-linear distribution of subcarrier frequencies makes it possible to significantly increase the bandwidth of the cognitive radio system by  $n$  times, where  $n$  is the number of frequency plans in the ensemble, due to the parallel use by different subscribers of the same network of different variants of the distribution of subcarriers frequencies

2) The use of the developed method of determining matching frequency positions in the algorithm for forming an ensemble of frequency plans allows simplifying the process of forming frequency plans and reducing the level of intra-system interference arising from the simultaneous use of the same frequency bands by many users to a value of the order of 5%.

3) With the help of calculations, it is proven that due to smoothing using the Feuer kernel, the shape of the restored signal approaches Gaussian, which is the most suitable for the optimal distribution of signal energy in time and frequency. It has been proven that the method is useful for restoring signals based on a limited number of terms, and the Feuer kernel plays the role of a tool for ensuring the spectral efficiency of signals.

4) The developed simulation models can be used to estimate the level of intrasystem interference between different frequency plans formed on the basis of quasi-orthogonal access at subcarrier frequencies when changing the width of subchannels and the number of subcarriers. The effectiveness of increasing the frequency bandwidth to  $\Delta F \geq 20$  MHz is shown, while the amount of intercorrelation between frequency plans is within the permissible limits of 10%.

**The introduction** provides a general description of the work, substantiates the relevance of the selected research topic, formulates the purpose and tasks of the

research, formulates the scientific novelty and practical value of the obtained results, notes the personal contribution of the author, provides data on approval and practical implementation, available publications and the structure of the work.

**In the first section**, an overview of modern problems and prospects of data transmission in telecommunication systems with signal multiplexing was carried out, an analysis of the general characteristics of cognitive radio systems was carried out. Occurrence of intra-system interference is the main problem that occurs when radio stations of different subscribers operate simultaneously in the common frequency band, which negatively affects the number of simultaneously served users and the quality of communication between them. Therefore, the first section is devoted to the assessment of the impact of multiple access obstacles on the work of cognitive networks and ways to reduce these obstacles are determined. An analysis of methods of frequency separation of channels was also carried out. Many users of the cognitive radio network proposed to use the developed method based on quasi-orthogonal frequency multiplexing of channels (QOFDM) to solve the problem of implementing the joint use of spectral holes.

**In the second section** of the thesis, the method of quasi-orthogonal frequency separation of channels is developed in detail, which solves the problem of shared access for many users of the cognitive radio system of the same frequency band. Solving this problem significantly reduces the number of frequency collisions and increases the subscriber capacity of the network. The implementation of the method of quasi-orthogonal frequency separation of channels is quite complex, the increase in the bandwidth of the communication system occurs due to the simultaneous parallel use by subscribers of the same network of different variants of the distribution of subcarrier frequencies.

An ensemble formation algorithm is proposed, taking into account different values of subchannels widths in the corresponding frequency plans, and a graphical interpretation of the method is obtained. The task of spectral efficiency research in relation to OFDM signals with smoothing is considered. As smoothing functions, the functions resulting from the Feuer method based on the summation of the average

arithmetic series are used, where the Feuer kernel plays the role of a tool for ensuring the spectral efficiency of signals.

**In the third section** of the thesis, a method of determining the matching frequency positions was developed by pairwise comparison of frequency plans in QOFDM. A statistical analysis of the correlation properties of complex signals formed on the basis of quasi-orthogonal access at subcarrier frequencies was carried out. The question of reducing the signal recovery error after reception and processing by digital methods is considered, which is of not only theoretical but also practical interest. Considerable attention should also be paid to the comparison of the influence factors of the sampling frequency and the number of terms of the expansion series. Graphical analysis of series decomposition with different strictness of compliance with the conditions of Kotelnikov's theorem showed that the key requirement is not so much the selection of the highest possible sampling frequency, but the observance of integer ratios between the sampling frequency and the width of the main and side lobes of the signal spectrum.

**The fourth section** presents the results of statistical analysis of the intercorrelation properties of QOFDM frequency plans. A simulation model of the process of forming frequency plans for quasi-orthogonal frequency separation of channels was developed and a statistical evaluation of the intercorrelation properties was carried out, taking into account the different values of the number of subchannels, their width and the total spectrum width of the ensemble of frequency plans. The directions for increasing the volume of frequency plans of complex signals based on QOFDM were determined. In addition, the presented work proves that the Feuer kernel can serve as a tool for smoothing the waveform.

Accordingly, to solve the problem of having a limited frequency resource, which is especially important in the case of designing wireless networks, the required spectral efficiency of the signal is ensured, and, as a result, the most complete use of the available frequency resource. At the same time, thanks to the use of Feuer smoothing kernels, contradictions between energy and spectral efficiency of signals are largely eliminated.

**Key words:** telecommunication systems, cognitive radio networks, OFDM signal, quasi-orthogonal access, Feyer's method.

## СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у вітчизняних та закордонних наукових фахових виданнях:

1. Kozlovskiy V., Klobukova L., Lysechko V., Cherneva G. Analysis of recovery errors of QOFDM signals. *Механика Транспорт Комуникации - Научно списание*. Volume 21, issue 1, 2023.
2. Козловський В.В., Клобукова Л.П., Савченко А.С., Толстікова О.В. Критерії вибору спектрально-ефективних сигналів у безпроводових інформаційних мережах. *Science-Based Technologies*, 2022/10/1, Vol. 56, Issue 4, P.268-273.
3. Nimych O., Klobukova L., Nesterenko K., Yakoviv I. Review of mathematical support and software for design of shf devices. *Science-based technologies*, 2022/7/1, Vol. 55, Issue3, p.167-177 DOI: 10.18372/2310-5461.55.16909
4. Швець І.П., Торошанко А.І., Клобукова Л.П. Похибки відновлення сигналів у багатоканальних системах зв'язку з ортогональною модуляцією. *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. №2 (75), 2022. С.77- 84. DOI: 10.31673/2412-4338.2022.027783.
5. Торошанко А. І., Клобукова Л.П. Асимптотичні характеристики багатоканальних систем доступу з ортогональною фільтрацією. *Зв'язок*, № 2 (156), 2022. С.40-45. DOI: 10.31673/2412-9070.2022.024045
6. Клобуков В., Клобукова Л., Добровольский С., Ван Бо, Гливенко М. *Механика полета БПЛА. Седьмой всемирный конгресс "Авиация в XXI веке" Безопасность в авиационных и космических технологиях 19-21 сентября 2016 г.*
7. Klobukov V.V., Klobukova L.P., Ryabokon V.A. Integration virtual desktop infrastructure in the learning process. *Aviation in the XXI–st century, Safety in Aviation and Space Technologies : XV, world congress, 25-27 september 2012*. V.1 P.1.11.45-1.11.47.

Праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

8. Савченко А.С., Толстікова О.В., Клобукова Л.П. Спектральна ефективність сигналів безпроводових інформаційнокомунікаційних мереж. Збірник тез доповідей XIV міжнародної науково-практичної конференції «Комп'ютерні системи та мережні технології». 13-14 квітня 2023 року, Київ. 2023. С.137-143.

9. Klobukov V.V., Klobukova L.P. Some aspects of the analysis of asymptotic characteristics of multichannel access systems with orthogonal filtering. Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2023) шістнадцята міжнародна науково-практична конференція, 23-24 травня 2023 р., Київ. С.308-309.

10. Klobukov V.V., Klobukova L.P. Some issues of error analysis of initial continuous signals recovery in digital communication systems with orthogonal modulation of subcarriers with equidistant arrangement. Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2023) шістнадцята міжнародна науково-практична конференція, 23-24 травня 2023 р., Київ. С.306-307.

11. Kozlovskiy V.V., Nimych S.U., Klobukova L.P., Komar O.M. Exploring inhomogeneous lines as a promising filtering element for enhanced shf device design. Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2023) шістнадцята міжнародна науково-практична конференція, 23-24 травня 2023 р., Київ. С.245-247.

12. Kozlovsky V.V., Kozlovsky V.V., Klobukova L.P. Use of absorbent coatings based on composite materials. Інформаційно-комунікаційні технології та сталий розвиток (14 - 16 листопада 2022 р.) Колективна монографія за матеріалами XXI Міжнародної науково – практичної конференції. Київ, 2022.

13. Марченко Н.Б., Нечипорук В.В., Клобукова Л.П., Яковенко Л.В. Програмне забезпечення реєстрації та обробки сигналів акустичної емісії. Наукова думка інформаційного століття: XV Міжнар. Наук.-практ. Конф., 07-15 березня 2019 р. Перемишль, 2019. Т.10. С. 8-11.

14. Зиков О.С., Клобуков В.В., Клобукова Л.П., Рябоконт В.А. Базовий аналіз стандартів безпроводної передачі даних и перспективи их развития.

АВІА–2015: XII міжнар. Наук.-техн. Конф., 29 –29 квітня 2015 р. Київ, 2015. Т.1. С. 6.137-6.141.

15. Волхонський С.І., Єрмак С.О., Клобукова Л.П., Зиков О.С., Самофалов Д.В. Вимоги до інфраструктури системи електронного документообігу у вищих навчальних закладах. АВІА–2015: XII міжнар. Наук.-техн. Конф., 29 –29 квітня 2015 р. Київ, 2015. Т.1 С. 6.131-6.136.

16. Рябоконт В.А., Клобукова Л.П., Зиков О.С., Єрмак С.О. Деякі принципи побудови систем управління системами віртуалізації на базі програмного забезпечення з відкритим програмним кодом. АВІА–2013: XI міжнар. Наук.-техн. Конф., 21 –23 травня 2013 р. Київ, 2013. Т.1. С. 5.71-5.74.

17. Рябоконт В.А., Клобукова Л.П., Зиков О.С. Використання технологій VLAN та 802.1x для організації доступу і захисту мережі. АВІА–2011: IV міжнар. Наук.-техн. Конф., 14 –16 квітня 2011 р. Київ, 2011. С. 57.

18. Рябоконт В.А., Клобукова Л.П., Зиков О.С. Віртуалізація, спрощення та контроль робочих станцій: надання робочого середовища як сервісу. АВІА–2011: IV міжнар. Наук.-техн. Конф., 14 –16 квітня 2011 р. Київ, 2011. С. 40.



## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	19
ВСТУП.....	20
РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА КОГНІТИВНИХ РАДІОСИСТЕМ .....	27
1.1. Характеристика радіосистем з когнітивними властивостями.....	43
1.2. Ортогональне частотне розділення каналів, OFDM.....	50
1.3. Неортогональне частотне розділення каналів, N-OFDM.....	51
1.4. Боротьба з частотними колізіями.....	52
Висновки до розділу 1.....	52
РОЗДІЛ 2. МЕТОД КВАЗІОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ.....	54
2.1. Розробка методу квазіортогонального частотного розділення каналів	55
2.2. Аналіз спектральної ефективності OFDM-сигналів.....	65
2.3. Вибір та обґрунтування спектрально-ефективних OFDM-сигналів.....	73
2.4. Методи ефективного управління мережевими ресурсами.....	76
Висновки до розділу 2.....	79
РОЗДІЛ 3. МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ЗБІГІВ ПОЗИЦІЙ ЧАСТОТНИХ ПІДНЕСУЧИХ ПРИ QOFDM.....	81
3.1. Розробка методу визначення позицій частотних піднесучих при QOFDM.....	82
3.2 Аналіз похибок відновлення OFDM-сигналів.....	88
3.3 Залежність похибок відновлення від структури OFDM-сигналу.....	95
Висновки до розділу 3.....	98
РОЗДІЛ 4 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ ФОРМУВАННЯ ЧАСТОТНИХ ПЛАНІВ ДЛЯ КВАЗІОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ.....	100
4.1. Загальний підхід та структурна схема моделі.....	101

4.2 Дослідження взаємкореляційних властивостей ансамблів складних сигналів на основі квазіортогонального частотного доступу на піднесучих частотах.....	104
4.3 Порівняльний аналіз згладжуючих функцій розкладання OFDM-сигналу.....	114
Висновки до розділу 4.....	118
ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ.....	119
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	122
ДОДАТОК А. Список публікацій здобувача за темою та відомості про апробацію результатів дисертації.....	133
ДОДАТОК Б. Акти впровадження .....	135

**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ**

CRS – (Cognitive Radio System) – когнітивна радіосистема

FOFDM – Fast-OFDM

IEEE 802.20 - Мобільний широкосмуговий безпроводовий доступ

LTE – (Long Term Evolution)

MIMO – Multiple Input Multiple Output

N-OFDM – Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDM – ортогональне мультиплексування з частотним розділенням

QOFDM - квазіортогональне мультиплексування з частотним розділенням каналів

QoS – Quality of Service

WRAN - Wireless Regional Area Network

АБГШ – адитивний білий гаусів шум

АС – абонентська станція

БС – базова станція

ВК – вторинний користувач

ЗМД – завади множинного доступу

КР – когнітивне радіо

МО – математичне очікування

ПК – первинний користувач

СКВ – середньоквадратичне відхилення

ФВК – функція взаємної кореляції

ШПФ – швидке перетворення Фур'є

## ВСТУП

Постійно зростаюча мережа безпроводного доступу та ускладнення типів передаваного трафіку, одночасно із збільшенням його інтенсивності вимагає від операторів послуг зв'язку збільшувати абонентську ємність системи та швидкість передачі інформації в ній. Проте обмеження діапазону доступних частот особливо для безпроводного зв'язку стримує розвиток можливостей підвищення якості обслуговування абонентів. Електромагнітний радіочастотний спектр є природним ресурсом, який ліцензується та розподіляється урядом для використання передавачами та приймачами. Електромагнітний спектр є невичерпним, проте найчастіше він виявляється в деяких діапазонах більш переповненим, ніж в інших, через це особливості його статичного розподілу. Це спричиняє неефективне використання спектру, що призводить до низької якості сигналу в переповнених діапазонах, тоді як велика частина недостатньо переповнених діапазонів залишається невикористаною. Недостатнє використання такого електромагнітного спектру призводить до появи «дір спектру» (діапазон частот, які призначені основному користувачеві, але в певний час і в певному місці цим користувачем не використовуються).

Щоб зробити використання спектру більш ефективним, вторинному користувачеві, який не може обслуговуватися на своїй смузі, можна дозволити доступ до діри спектру у визначений конкретний час і при заданому географічному розташування. Цей тип динамічного розподілу можна здійснити за допомогою технології «когнітивного радіо», яке використовує програмний розподіл спектру з використанням спектральних дірок в одному діапазоні для компенсації переповнення іншого діапазону.

Ключовим етапом такої технології виступає частотне планування – це процес призначення частот або каналів, що вибираються з набору доступних частот. Крім того, необхідно враховувати, що присвоєння частот має здійснюватись за дотримання виконання двох фундаментальних обмежень. По-перше, кожен передавач повинен бути в змозі забезпечити певну якість обслуговування в заданій зоні, а по-друге, призначення і вибір частоти повинні

бути виконані таким чином, щоб передавачі не здійснювали взаємного втручання на роботу один одного, створюючи перехресні перешкоди.

Цей процес є достатньо складним і потребує відповідних методів для його вирішення. В основному процес складання частотного плану складається з трьох фундаментальних кроків. По-перше, необхідно встановити набір параметрів, згідно яких призначаються частоти або канали, вибрані з доступної частини електромагнітного спектру. Технічні характеристики цих параметрів мають бути детально визначені, щоб оцінити взаємні сумісність кожної пари вимог. Другим етапом є етап процесу частотного планування, щодо отримання інформації, яка запитує можуть чи не можуть спільно використовувати частоту. В останньому у цьому випадку корисно мати визначені методики оцінки завад, якщо буде використана одна частота для кількох випадків. Нарешті, результати оцінки сумісності застосовуються при реалізації алгоритму призначення відповідних частот, що веде до вибору кінцевого частотного плану, що реалізує існуючі можливості телекомунікаційного обладнання і задовольнить потреби абонентів.

Ідея реалізації індивідуального розподілу піднесучих для різних частотних планів в загальній смузі частот спроможна подолати ці обмеження. Таким чином завдання розподілу піднесучих частот виступає безумовно **актуальною задачею дослідження**, з огляду на необхідність врахування при здійсненні частотного планування впливу перехресних завад і затухань сигналів, що мають місце в безпроводових лініях зв'язку.

**Об'єктом дослідження** є процес формування ансамблів складних сигналів для когнітивних радіомереж.

**Предметом дослідження** є моделі та методи синтезу ансамблів складних сигналів на основі QOFDM.

### **Зв'язок з науковими програмами, планами і темами**

Наукові результати, викладені в дисертації, були використані в НДР, яка виконувалась у Національній академії Національної гвардії України НДР № 0116U004048 «Поляна 3».

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційної роботи є розробка методу підвищення ефективності використання когнітивних радіомереж за рахунок застосування квазіортогонального доступу на піднесучих частотах.

Для досягнення поставленої мети вирішено загальну науково-прикладну задачу, яка полягає в розробці методів підвищення ефективності використання частотного ресурсу в когнітивних радіомережах. Для цього в дисертаційній роботі розв'язуються наступні **часткові задачі досліджень**:

1. Провести аналіз загальних характеристик когнітивних радіосистем.
2. Розробити метод квазіортогонального частотного розділення каналів.
3. Розробити метод визначення збігів позицій частотних піднесучих при QOFDM.
4. Розробити імітаційну модель процесу формування частотних планів для QOFDM.
5. Виконати дослідження взаємкореляційних властивостей сформованих частотних планів на основі QOFDM.

**Методи дослідження.** У дисертаційній роботі застосовувалися методи системного аналізу та синтезу, теорії математичної статистики та кореляційного аналізу, теорія радіотехнічних кіл та сигналів, моделювання та розрахунки на ЕОМ. У роботі використані теоретичні основи організації мереж з частотним розділенням каналів.

**Наукова новизна отриманих результатів.** У дисертаційній роботі отримані наступні нові наукові і практичні результати:

1. Удосконалено метод квазіортогонального доступу на піднесучих частотах, який базується на неортогональному використанні частотних смуг підканалів. Метод дозволяє значно знизити кількість появи частотних колізій та дозволяє збільшити абонентську ємність когнітивної радіосистеми за рахунок паралельної роботи субканалів в загальній смузі частот, кожен з яких має свою кількість абонентів.
2. Вперше розроблено метод визначення співпадаючих частотних позицій піднесучих для квазіортогонального доступу на піднесучих частотах (QOFDM).

Використання методу дозволяє спростити процес формування частотних планів і зменшити рівень внутрішньосистемних завад в системах когнітивного радіо, що виникають при одночасному використанні багатьма користувачами одних і тих же частотних смуг.

3. Удосконалено метод отримання функції OFDM-сигналу з використанням методу Фейєра, підсумовуванням середніх арифметичних сум ряду. Метод дає можливість розрахувати часткові суми сигнальної функції, а також провести порівняльний аналіз різних сигнальних функцій за критеріями енергетичної та спектральної ефективності.

4. Вперше розроблено імітаційну модель процесу формування ансамблю частотних планів для QOFDM, яка, на відміну від існуючих, дозволяє визначити ширину підканалів в частотних планах ансамблів складних сигналів з урахуванням їх кількості. Це дозволяє синтезувати ансамблі складних сигналів з низькою взаємодією в частотній області.

Новизна отриманих результатів підтверджується відсутністю розроблених моделей та методів в існуючих технологіях забезпечення вимог QoS в телекомунікаційних системах. Отримані наукові результати в сукупності є розвитком стандарту IEEE 802.20 та спрямовані на підвищення ефективності використання частотного ресурсу вторинними користувачами в когнітивних радіомережах.

### **Практичне значення отриманих результатів**

1) Практичне використання розробленого методу квазіортогонального частотного розділення каналів з використанням нелінійного розподілу піднесучих частот дає можливість істотно підвищити пропускну спроможність когнітивної радіосистеми в  $n$  разів, де  $n$  – це кількість частотних планів в ансамблі, за рахунок паралельного використання різними абонентами однієї мережі різних варіантів розподілу піднесучих частот.

2) Використання розробленого методу визначення співпадаючих частотних позицій в алгоритмі формування ансамблю частотних планів дозволяє спростити процес формування частотних планів і зменшити рівень внутрішньосистемних

завад, що виникають при одночасному використанні багатьма користувачами одних і тих самих частотних смуг до величини порядку 5%.

3) За допомогою розрахунків доведено, що завдяки згладжуванню з використанням ядра Фейєра форма відновленого сигналу наближається до гаусівської, яка є найбільш прийнятною для оптимального розподілу енергії сигналу за часом та частотою. Доведено, що метод є корисним для відновлення сигналів по обмеженому числу членів ряду, та ядро Фейєра грає роль інструменту забезпечення спектральної ефективності сигналів.

4) Розроблені імітаційні моделі можна використовувати для оцінки рівня внутрішньосистемних перешкод між різними частотними планами утвореними на основі квазіортогонального доступу на піднесучих частотах при зміні ширини підканалів та кількості піднесучих. Показано ефективність збільшення ширини смуги частот до  $\Delta F \geq 20$  МГц, при чому величина взаємкореляційного впливу між частотними планами знаходиться в межах допустимих 10%.

Отримані в роботі результати знайшли практичне впровадження та використання в галузі радіозв'язку.

Теоретичні результати і висновки доведені до конкретних алгоритмів і представлені в графічних інтерпретаціях, доступних для аналізу і дослідження. Результати теоретичних досліджень характеристик та властивостей складних сигналів, утворених на основі квазіортогонального доступу доведені до конкретних аналітичних виразів. Отримані результати досліджень можуть бути використані при формуванні частотних планів частотного розділення каналів для когнітивних радіомереж.

**Достовірність отриманих результатів** підтверджується відсутністю протиріч з основними положеннями теорії інформації, теорії оптимізації, теорії математичного програмування, а також збіжністю отриманих результатів із даними експериментальних досліджень та результатами математичного моделювання.

**Апробація результатів дисертації**



Основні положення і результати дисертаційних досліджень, практичні висновки та рекомендації, одержані в процесі досліджень, були апробовані на 7 наукових конференціях та отримали позитивну оцінку а саме: XIV міжнародна науково-практична конференція «Комп'ютерні системи та мережні технології»; XVI міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ІРТК-2023); XXI Міжнародна науково – практична конференція «Інформаційно-комунікаційні технології та сталий розвиток»; XV Міжнародна науково – практична конференція «Наукова думка інформаційного століття»; XII Міжнародна науково – практична конференція «АВІА–2015»; XI Міжнародна науково – практична конференція «АВІА–2013»; IV Міжнародна науково – практична конференція «АВІА–2011».

### **Публікації за темою дисертації**

Основні результати дисертаційної роботи опубліковані у 18 наукових працях, серед яких 7 статей у фахових виданнях, 11 доповідей на міжнародних наукових конференціях.

**Особистий внесок здобувача.** Дисертаційне дослідження проведено дисертантом самостійно. Основні теоретичні положення та розробки, що характеризують наукову новизну дослідження, теоретичне і практичне значення його результатів, одержані дисертантом особисто.

В роботах, що були опубліковані у співавторстві, здобувачеві належить: [1] - проведено статистичний аналіз кореляційних властивостей комплексних сигналів, сформованих на основі квазіортогонального доступу на піднесучих частотах; [2] – запропоновано критерії вибору спектрально-ефективних сигналів у безпроводових інформаційних мережах; [3] - вирішена проблема проектування високоякісних монолітних НВЧ пристроїв; [4] - розроблено методи аналізу складених сигналів з довільним вибором частоти дискретизації рознесених піднесучих, отримані кількісні оцінки якості відновлення сигналів на приймальній стороні з використанням Евклідових відстаней; [5,14] - розроблено методи формування складених сигналів із довільним частотним рознесенням піднесучих; [6] – удосконалено методи безпроводового зв'язку для

дистанційного керування БПЛА; [7] – розглянуто можливості адаптивного керування налаштуваннями систем когнітивного радіо; [8] – запропоновано метод оптимізації спектральної ефективності сигналів безпроводових інформаційнокомунікаційних мереж; [9] – здійснено аналіз асимптотичних характеристик систем багатоканального доступу з частотним мультиплексуванням; [10] – розглянуто питання аналізу похибок відновлення сигналів у цифрових системах зв'язку з ортогональною модуляцією піднесучих з еквідистантним розташуванням; [11,12] – проведено дослідження неоднорідних ліній як перспективного фільтруючого елемента для покращеного дизайну СВЧ пристроїв; [13,16] - розглянемо особливості побудови програмних засобів з відкритим програмним кодом, що відносяться до систем когнітивного радіо; [15,18] – здійснено аналіз процедур віртуалізації та контролю робочих станцій систем когнітивного радіозв'язку; [17] – досліджено динамічні характеристики VLANs у поєднанні з процесом аутентифікації 802.1X, для безпечного доступу до локальної мережі кінцевих пристроїв.

### **Структура та обсяг дисертації.**

Дисертація складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і додатків. Загальний об'єм дисертаційної роботи складає 137 сторінки з них: основна частина 96 сторінок, 49 рисунків, 3 таблиці. Список використаних джерел налічує 103 найменування.

## РОЗДІЛ 1

### ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА КОГНІТИВНИХ РАДІОСИСТЕМ

#### 1.1 Характеристика радіосистем з когнітивними властивостями.

Об'єкти з когнітивними властивостями мають такі особливості:

- можливість аналізу свого стану та проведення переналаштування з урахуванням отриманої інформації про стан навколишніх об'єктів для досягнення цілей, що обумовлені поставленими завданнями;
- можливість адаптування свого стану до існуючих умов чи подій на основі конкретних критеріїв та інформації про свої попередні стани;
- здатність динамічної зміни своєї топології та/або експлуатаційних параметрів відповідно до вимог певного користувача;
- можливість самостійного прийняття рішення щодо вибору конфігурації на основі певних правил та в умовах розподіленого управління;
- можливість самостійного планування своєї роботи в певній ситуації, що склалася.

В основі стандарту IEEE 802.22 WRAN лежить технологія когнітивної радіопередачі. Вона забезпечує налаштування параметрів приймально-передавальних пристроїв мережі таким чином, щоб не відбувалося накладання передачі даних на «ліцензійні» частоти. Завдяки своїй основній властивості когнітивні радіоелектронні засоби (РЕЗ) мають можливість тимчасово займати вільні проміжки «діри» в смузі частот або в радіоканалі для здійснення прийому та передачі інформації, при цьому уникаючи появи завад у даному діапазоні для інших РЕЗ [1]. Відбувається постійний аналіз спектру радіосигналу, що оточує фонові сигнали, та поведінки користувачів мережі. Зібравши необхідну інформацію про частотний діапазон і використовуючи інформацію про свою геолокацію (по GPS), базова станція приймає рішення щодо частот, що можуть використовуватися для встановлення зв'язку з користувачами мережі. Коли зв'язок вже встановлено, відбувається періодичне сканування частотного діапазону для знаходження нових сигналів, якщо вони будуть виявлені, здійснюється перехід на інші частоти. Також слід зазначити, що сканування

частотного діапазону відбувається на стороні абонента, що дозволяє мати актуальну інформацію про ситуацію в зоні покриття [2]. Розробниками заявлено, що протокол IEEE 802.22 WRAN є однією з перших специфікацій, що повною мірою використовують технології з когнітивними властивостями в радіозв'язку. Таким чином, відбувається ефективне використання даного спектру робочих частот без необхідності отримання ліцензій.

Створити стандарт IEEE 802.22 стало можливо завдяки використанню частотного діапазону, який раніше вважався недосяжним [2,3]. Такі технології, як Wi-Fi, Bluetooth, WiMAX, і LTE працюють на частотах декількох гігагерц, в той час як IEEE 802.22 займає частотний діапазон від декількох десятків до декількох сотень мегагерц. Але цей самий діапазон вже давно закріплений за аналоговим телебаченням, однак, розробники стандарту запевняють, що це не повинно створювати проблем [2,4].

Отже, стандарт IEEE 802.22 дозволяє ефективно використати весь наявний спектр робочих частот без необхідності отримання ліцензій. Завдяки цьому швидкість передачі даних може доходити до 22 Мбіт/с, а радіус зони покриття може сягати 100 км.

Когнітивне радіо – радіосистема, що використовує технології радіо зв'язку з програмованими параметрами та інші технології для автоматичного переналаштування режиму роботи, яке забезпечує досягнення поставлених цілей [5].

На рис. 1.1 наведена найпростіша модель системи когнітивного радіо.

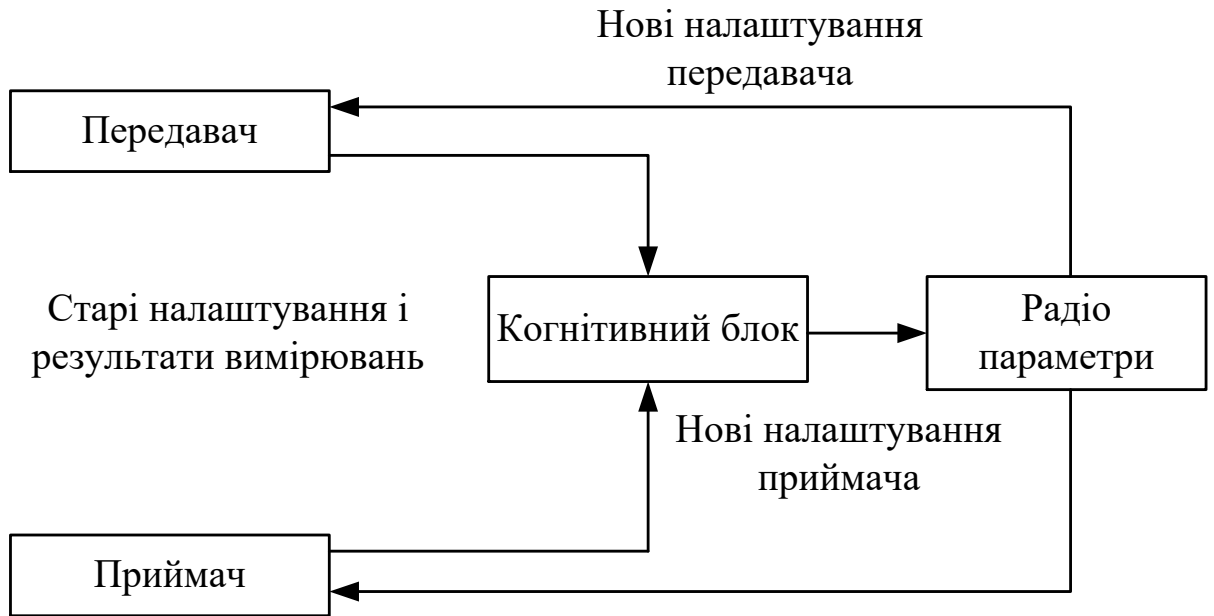


Рис. 1.1. Найпростіша модель системи когнітивного радіо

Когнітивне радіо - не виступає як окрема служба радіозв'язку, а може використовуватися як технологія в рамках будь-якої з існуючих радіослужб. З метою використання когнітивної радіосистеми в деякій смузі частот, ця служба радіозв'язку повинна мати розподілення у відповідній смузі частот з правом роботи на первинній або вторинній основі.

Технології когнітивного радіозв'язку можуть використовуватися при переналаштуванні з'єднань між терміналами і радіосистемами, операторами систем радіозв'язку для збільшення ефективності управління ресурсами радіочастотного спектру, який вони використовують, в якості інструменту колективного доступу до радіохвиль спектру та в якості інструменту організації більш гнучкого доступу до радіохвиль спектру [6, 7].

На рис. 1.2 зображено спектр сигналу в діапазоні 0.1...1 ГГц, та позначено області, де мають місце спектральні "діри".

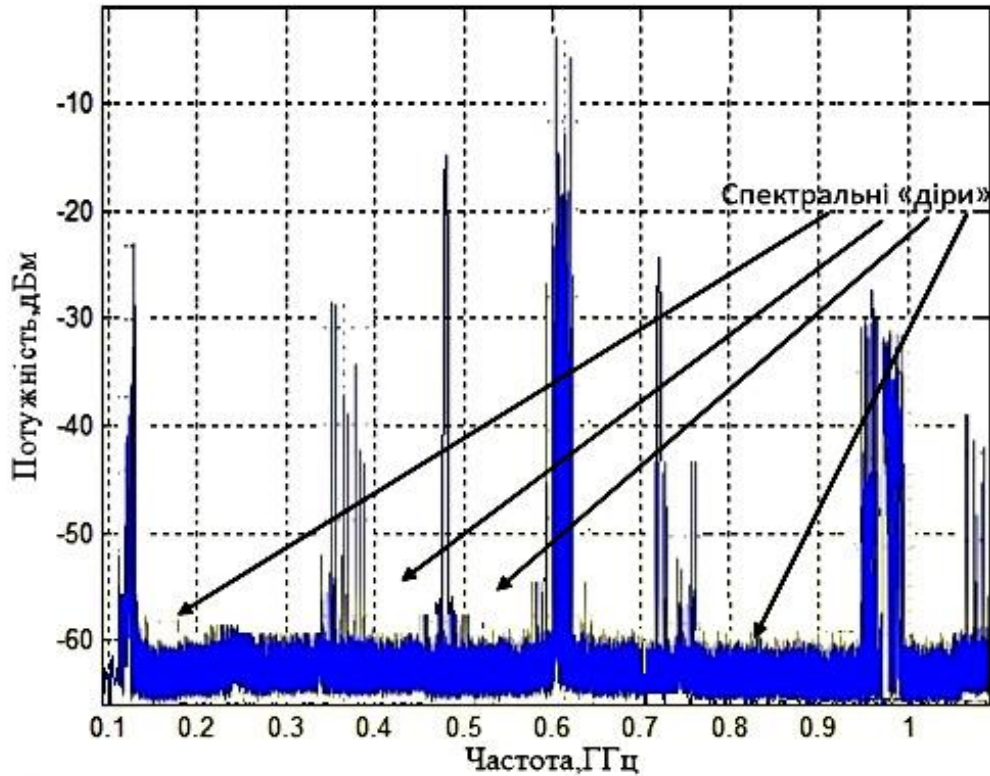


Рис. 1.2. Спектр частот в діапазоні 0.1...1 ГГц з наявними спектральними «дірами»

Виникаючі завади множинного доступу (ЗМД) мають негативний вплив на роботу когнітивної мережі. Поява завад множинного доступу є основною проблемою, що з'являється при функціонуванні когнітивних радіосистем [8, 9, 10]. Поява таких завад обумовлюється одночасною роботою радіостанцій різних абонентів системи в загальній смузі частот. Завади виявляють себе у вигляді взаємовпливу сигналів за рахунок неідеальності їх взаємокореляційних характеристик і мають значний вплив на кількість користувачів, що можуть обслуговуватися з заданою якістю зв'язку між ними [11].

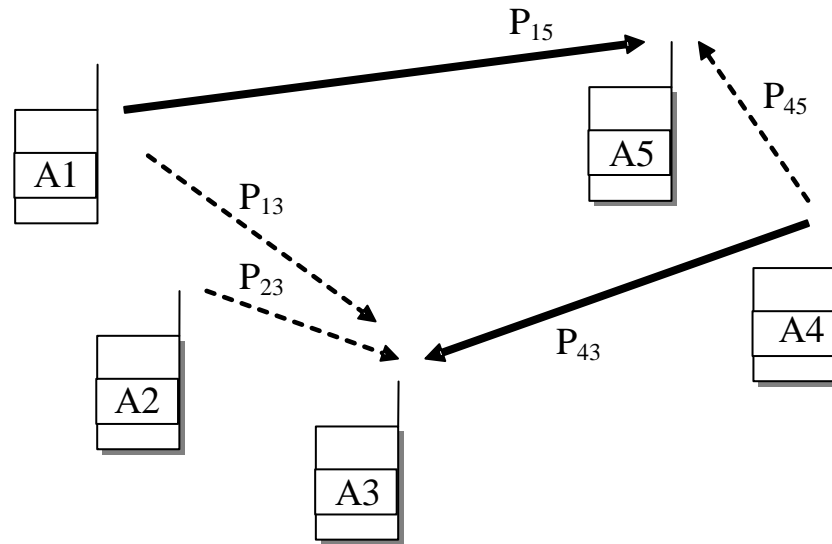


Рис. 1.3. Схема виникнення завад множинного доступу та їх вплив на кількісні показники системи радіозв'язку.

На рис. 1.3. проілюстровано вплив завад множинного доступу на кількісні показники системи радіозв'язку. Дана система радіозв'язку побудована на основі методу ортогонального доступу на під несучих частотах, та складається з абонентів  $A_1 \dots A_5$ , відстань між абонентами позначимо  $L$ .

На рис. 1.3 представлено схему передачі сигналу від абонента  $A_4$  до абонента  $A_3$ , при чому абоненти  $A_1$  та  $A_4$  мають однакову відстань від  $A_3$ , тобто  $L_{43} \approx L_{13}$ . Сигнал  $P_{43}$  є корисним, а сигнал  $P_{13}$ , в свою чергу, є заважаючим для абонента  $A_3$ . Визначимо мінімальні відстані між абонентами, які дозволять впевнено відрізнити корисний сигнал від заважаючих. Беручи до уваги те, що при рівні бічних пелюсток взаємкореляційної функції (ВКФ), який перевищує значення  $0,1R_{max}$ , заважаючий вплив можна не враховувати, маємо співвідношення  $\log_2 \frac{L_{43}}{L_{13}} \cdot \frac{(2 \dots 5)}{\sqrt{B}} = 0,1$ . Тоді, при

базі сигналу  $B = 10000$  відношення відстаней буде дорівнювати  $\frac{L_{43}}{L_{13}} = 2^{1,25 \dots 0,5}$ . Тобто

при  $R_{ij \max} \approx \frac{5}{\sqrt{B}}$  відстань між 1-м та 3-м абонентами  $L_{13} = 16/20,5 = 11,3$  км, а при

$R_{ij \max} \approx \frac{2}{\sqrt{B}}$   $L_{13} = 16/21,25 = 6,7$  км. Отже, мінімальні відстані між абонентами, що

дозволяють впевнено виділити корисний сигнал на фоні завад мають доволі великі

значення, що неприпустимо в сучасних системах радіозв'язку. Таким чином, доведено, що вплив ВКФ на рівень внутрішньосистемних завад є вельми істотним.

В системах радіозв'язку передача сигналів від абонентів здійснюється в загальній смузі частот, сигнали перекриваються в часі випадковим чином. Кожен з приймальних пристроїв системи множинного доступу на основі когнітивного радіо отримує на вхід суму сигналів  $\sum_{i=1}^{l_a} S_i(t)$ , один з яких виступає корисним сигналом, що адресований даному абоненту, а інший – заважаючим -  $(l_a - 1) = l_m$  при  $l_a \gg 1$ ,  $l_m = l_a$ .

В результаті впливу завадових сигналів на виході пристрою, де відбувається ідентифікація корисного сигналу з'являються ті самі завади множинного доступу або внутрішньо-системні завади. Особливість множинного доступу на основі когнітивних радіомереж полягає саме в появі таких завад. Приймаючи до уваги перелічені вище фактори, проводячи оцінку характеристик множинного доступу на основі когнітивних радіомереж бачимо, що важливим є врахування не тільки власних шумів приймача, але й впливу завад множинного доступу, який в значній мірі перевищує власні шуми. Маючи інформацію про характер та число ЗМД, достатніх для виконання умов центральної граничної теореми, для невеликих відрізків часу, порівняних з тривалістю одного або ряду елементів корисного сигналу, процес  $\sum_{i=1}^{l_a} S_i(t)$ , що є сумою заважаючих сигналів, згідно [12], вважаємо нормальним і стаціонарним. Тоді прийом адресного сигналу абонента буде здійснюватися на фоні гаусівського шуму.

Для того, щоб мати уяву про те, від яких параметрів залежить завадостійкість множинного доступу на основі когнітивних радіомереж з урахуванням впливу ЗМД введемо спеціальні кількісні співвідношення.

Обмін інформацією між абонентами множинного доступу на основі когнітивних радіомереж відбувається в загальній смузі частот  $\Delta F$ , тобто ширина спектру корисних сигналів дорівнює  $\Delta F$ . Число активних абонентів



дорівнює  $l_a$ . Позначимо через  $P_j$  потужність сигналів заважаючих абонентів,  $j=1\dots l_m$ ;  $l_m = l_a - 1$ . Так, потужність завади на вході приймача буде складати [13]:

$$P_{\text{всп}} = \sum_{j=1}^{l_m} P_j. \quad (1.1)$$

Вважатимемо, що ЗМД (1.1) має рівномірну спектральну щільність потужності в межах загально-множинного доступу.

Спектральна щільність ЗМД потужності розраховується за формулою (1.2):

$$N_{\text{в.н.}} = \frac{P_{\text{в.н.}}}{F} = \frac{1}{F} \sum_{j=1}^{l_m} P_j. \quad (1.2)$$

Відношення сигнал/шум буде визначатися як:

$$h^2 = \frac{2E}{N_n}, \quad (1.3)$$

де  $E$  – енергія прийнятого сигналу;

$N_n$  – спектральна густина завади.

Завадостійкість прийому дискретної інформації на фоні нормального випадкового процесу з рівномірною спектральною густиною потужності повною мірою характеризується відношенням (1.3). При безперервному прийомі інформації, в підсумку завадостійкість також буде визначатися відношенням (1.3) [13, 14].

Припустимо, завада множинного доступу розподіляється за нормальним законом. Тоді завадостійкість множинного доступу на основі когнітивних радіомереж можна характеризувати відношенням (1.3). У випадку однакових значень тривалостей сигналів  $T_u = T$ , і для потужності корисного сигналу, що дорівнює  $P_{\text{сп}}$ , енергія прийнятого сигналу дорівнює добутку цих двох

параметрів,  $E=P_{cp}T$ . Якщо підставити це значення в (1.2) і замінити згідно (1.2)  $N_n = N_{en}$ , то отримаємо відношення сигнал/ЗМД [15]:

$$h^2 = \frac{P_c}{\sum_{j=1}^{l_m} P_j} B, \quad (1.4)$$

де  $B=FT$  – база сигналів системи.

У випадку, коли потужності заважаючих сигналів дорівнюють потужності корисного, тобто  $P_c=P_j$ , то з (1.4) випливає [16, 17]:

$$h^2 = \frac{B}{l_m} = \frac{B}{l_a - 1}. \quad (1.5)$$

Таким чином, завадостійкість визначається відношенням енергетичної бази сигналів  $B$  до числа заважаючих абонентів  $l_m$ . При  $l_a \gg 1$ ,  $l_m \approx l_a$  і значення зростає прямопропорційно. Тож, можна зробити висновок, що число активних абонентів  $l_a$  і енергетична база сигналів  $B$  безпосередньо пов'язані з завадостійкістю системи через  $h^2_{в.п.}$ .

Аналізуючи формулу (1.5) можна зробити наступні висновки. При зростанні кількості активних абонентів в умовах множинного доступу на основі когнітивних радіомереж, відбувається зростання значення рівня ЗМД, при цьому зменшується рівень завадостійкості системи. Збільшуючи енергетичну базу  $B$  абонентських сигналів, тобто розширюючи смугу  $\Delta F$  і збільшуючи тривалість сигналу  $T_u$ , можна підвищити завадостійкість (збільшити  $h^2_{в.п.}$ ). Завдяки такому перетворенню досягається зменшення спектральної густини ЗМД, виходячи з (1.1), і  $N_{e.n.}=P_{cp}/F_u$  також згідно  $E_{cp} = P_{cp}T_u$  відбувається збільшення енергії сигналу.

Не тільки завади множинного доступу впливають на завадостійкість, але ще й власні шуми, що діють в системі. З (1.5) випливає, що, збільшуючи  $B$ , завжди можна досягти необхідного значення  $h^2_{e.n.}$ . Однак при цьому не

враховується власний шум приймача. Припустимо, що крім завади множинного доступу зі спектральною густиною  $N_{e.n.}$  на вході приймача діє нормальний стаціонарний випадковий процес (шум) з рівномірною спектральною густиною потужності. При цьому результуюча спектральна густина завади дорівнює  $N=N_{e.n.}+N_0$ . Якщо потужність корисних сигналів дорівнює потужності сигналів абонентів  $P_{cp}=P_j$ , то відношення сигнал/завада має вигляд [18, 19]:

$$h^2 = \frac{1}{\frac{l_m}{B} + \frac{1}{h_0^2}}, \quad (1.6)$$

де  $h_0^2=E/N_0$ .

Виразом (1.6) обчислюється залежність власних шумів від завадозахищеності множинного доступу на основі когнітивних радіомереж. Це може бути повністю застосовано до роботи системи в умовах дії цілого ряду організованих і природних завад: імпульсних та вузькосмугових завад, шумових завад з обмеженою потужністю, які зосереджені в смузі сигналу.

В деяких випадках представлення суми заважаючих сигналів у вигляді нормального випадкового процесу стає неможливим. Це відбувається, коли число активних абонентів невелике ( $l_a < 10$ ), або сильно розрізняються амплітуди заважаючих сигналів на вході приймача. Значення рівня завади множинного доступу та її статистичні характеристики залежать також від параметрів множинного доступу на основі когнітивних радіомереж і умов роботи, а саме: кількості та розміщення активних абонентів та характеру переданої інформації.

Таким чином, ЗМД є лише частковою моделлю, що представляє один з видів функціонування систем мультиплексування сигналів в сучасних когнітивних радіомережах з інтелектуальним управлінням. Дослідження характеристик множинного доступу з використанням такого виду моделі дозволяє розраховувати надійнісні характеристики систем телекомунікацій, а саме: завадостійкість при передачі як дискретної так і неперервної інформації,

вибирати оптимальні способи модуляції сигналів, аналізувати вплив неузгодженостей апаратури на стан системи, визначати оптимальні методи синхронізування систем в частоті і часі, оцінити та порівняти їх ефективність.

Відношення сигнал/шум на вході приймача визначається тільки енергетичною базою сигналів  $B_{ii}$ , що показують вирази (1.4, 1.5), отримані для випадку, коли ЗМД нормалізується. В свою чергу кодовий розподіл засновано на відмінності сигналів по формі, що, безумовно, повинно враховуватися при аналізі систем. Залежність формул (1.4, 1.5) тільки від бази пояснюється прийнятими при їх отриманні припущеннями:

- 1) сигнали всіх абонентів займають однакову смугу частот і мають одну і ту ж тривалість;
- 2) завади є нормально розподіленими випадковими процесами;
- 3) спектральна густина потужності внутрішньосистемних завад рівномірна.

Найчастіше перше припущення може бути справедливим, але друге і третє - не завжди. Бувають випадки, коли завада множинного доступу може бути нормальною і не мати рівномірну спектральну густина потужності, що зумовлює появу нових властивостей реальних сигналів, що утворюють систему.

Інші властивості сигналів тільки за допомогою співвідношень (1.1 – 1.6) обчислити неможливо. Даний опис завади множинного доступу (1.6) було названо «енергетичним» [20, 21].

Завдяки тільки енергетичному опису не можна врахувати таку властивість сигналів, як їх форму [22]. Це дає змогу описати завади множинного доступу тільки за допомогою кореляційної форми опису. Отже, розглянемо припустимі шляхи зменшення завад множинного доступу.

Треба відзначити, що кожна одиниця двійкової інформації від одного абонента мережі передається складним сигналом, що має тривалість  $T$ . Він же виступає одночасно і його адресою (сигнатурою). В якості абонентських сигналів, наприклад, буде використовуватись система частотно-часових сигналів. Сигнатури різних абонентів відрізняються за законом їх формування. Сигнал  $j$ -го абонента має наступний вигляд [20]:

$$u_j(t) = \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)t. \quad (1.7)$$

Існують різні способи передачі інформацію за допомогою сигнатур вигляду (1.7). Розглянемо спочатку передачу інформації протилежними сигналами. Припустимо, що одночасно і безперервно працюють  $l_a$  абонентів, тобто  $j = 1, 2, \dots, l_a$ . В цьому випадку послідовність сигналів  $j$ -го абонента виражається сумою [21]:

$$\sum_p \xi_{pj} \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0 - pT) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT), \quad (1.8)$$

де  $p$  – номер сигналу;

$\xi_{kj} = \pm 1$  – інформаційні символи.

Так як абонент працює безперервно, то значення  $p$  змінюється в широких межах до безкінечності.

При одночасній роботі  $l$  абонентів напруга на вході приймача будь-якого абонента буде дорівнювати (1.9) при умові, якщо амплітуди сигналів різних абонентів однакові:

$$u_{ex}(t) = \sum_{j=1}^l \sum_{p=-\infty}^{\infty} \xi_{pj} \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0 - pT\gamma_j) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT - \gamma_j), \quad (1.9)$$

де  $\gamma_j$  – часовий зсув, який враховує випадковий характер включення абонентів відносно один одного.

Приймач для  $m$ -го абонента містить фільтр, який узгоджується з  $m$ -м сигналом, тому він є для нього робочим (1.7). Сигнали від інших абонентів, для яких фільтр приймача не є узгоджений, будуть вважатися заважаючими. При дії на узгоджений фільтр робочого сигналу напруга на його виході буде автокореляційною функцією робочого сигналу, а при дії  $j$ -го заважаючого сигналу ( $m \neq j$ ) – взаємкореляційною функцією  $j$ -го и  $m$ -го сигналів. Таким

чином, напруга на виході узгодженого фільтру, якщо на вході діє напруга (1.8):

$$U_{\text{вих}j}(t) = aE \sum_{j=1}^l \sum_{k=-\infty}^{\infty} \xi_{kj} R_{jm}(t - pT - \gamma_j) \times \cos \left[ \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - kT - \gamma_j) \right]. \quad (1.10)$$

де  $a$  – постійна величина;

$E$  – енергія сигналу;

$R_{jm}(t)$  – обвідна взаємкореляційної функції  $l$ -го і  $m$ -го сигналів,

$\chi_{jm}(t)$  – її фаза.

Так як комплексна обвідна сигналу (1.10) має вигляд  $\dot{U}_j(t) = U(t) \exp[i\theta(t) + ij\Delta\omega t]$ , то

$$R_{jm}(t) = \frac{1}{2E} \left| \int \dot{U}_j(\tau) U_m(\tau - t) d\tau \right|. \quad (1.11)$$

Якщо сигнал на вході - робочий ( $j=m$ ), то:

$$R_{mm}(t) = R(t) = \frac{1}{2E} \left| \int \dot{U}_m(\tau) U_m(\tau - t) d\tau \right|, \quad (1.12)$$

причому  $R_{max} = R(0) = 1$ . В (1.11), (1.12) не враховується постійне запізнювання в фільтрі, яке для даної задачі є несуттєвим.

З виразів (1.10-1.12) можна визначити рівень перешкод.

Для проведення розрахунку потрібно знати статистичні характеристики завад множинного доступу на виході узгодженого фільтру. Припустимо, що відлік інформації робочого абонента відбувається миттєво в точках, де значення найбільших викидів бічних пелюсток взаємкореляційних функцій дорівнюють максимальним значенням в (1.11). Не враховуючи завади множинного доступу, напруга відліку в цьому випадку дорівнює

$\pm aE$ , тому що  $R_{max}=1$ . Область визначення взаємкореляційних функцій (1.11) дорівнює  $2T$ . Треба також брати до уваги два сусідніх сигнали в момент відліку від кожного заважаючого абонента в сумі (1.10), оскільки їх взаємкореляційні функції перекриваються. Таким чином, залишаючи в (1.11) для кожного  $j \neq m$  два сусідніх доданки, знаходимо внутрішньосистемну заваду в момент відліку  $t=t_{om}$ :

$$U_{jm}(t) = aE \sum_{j=1}^l \{ \xi_{pj} R_{jm}(t - pT - \gamma_j) \cos[\omega_0(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - pT - \gamma_j)] + \xi_{p+1,j} R_{jm}(t - T - pT - \gamma_j) \cos[\omega_0(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - T - pT - \gamma_j)] \}. \quad (1.13)$$

Відповідно, в загальному випадку статистичні властивості цієї суми залежать від обвідної  $R_{jm}$  і фази  $\chi_{jm}$ . Якщо  $R_{jm}$  не залежала б від номерів сигналів, тобто  $R_{jm}=r$ , то сума (1.13) дорівнювала б сумі синусоїд з випадковими початковими фазами. Це, в свою чергу, дозволяє звести її до нормальної випадкової величини в момент відліку (1.12). В подальшому приймемо до уваги, що статистичні властивості суми (1.13) не залежать від моменту відліку.

Також будемо вважати, що взаємкореляційні властивості сигналів однакові. При ідеальних умовах сигналу, у якого обвідні автокореляційної функції  $R_{jm}$  мінімальні, вони дорівнюватимуть по амплітуді  $1/\sqrt{FT}$ . Реально ж, обвідні сигналів можуть бути трохи більшими. Ми це врахуємо, додавши коефіцієнт  $\alpha > 1$ . Отже, обвідні взаємкореляційних функцій  $R_{jm}$  не залежать від номерів  $j$  та  $m$  і дорівнюють [18]:

$$r = \frac{R_{jm} \alpha}{\sqrt{FT}}. \quad (1.14)$$

Також, амплітуда окремої синусоїди  $R_{jm}$  в (1.14) дорівнює  $aEr$ . Так, форма закону розподілу завади множинного доступу (1.14) буде

наближатися до нормальної випадкової величини і значення її дисперсії (потужності) [19]:

$$\sigma_{\epsilon.n.}^2 = \frac{n(aEr)^2}{2}, \quad (1.15)$$

де  $n$  – число доданків в (1.12).

Воно дорівнює  $n=2(l-1)$ . Так як  $l \gg 1$ , то  $n \approx 2l$ .

Підставляючи в (1.15) значення  $r$  з (1.14), отримаємо:

$$\sigma_{\epsilon.n.}^2 = \frac{n(aE\alpha)^2}{2FT} \approx \frac{l(aE\alpha)^2}{FT}. \quad (1.16)$$

В системі множинного доступу на основі когнітивних радіомереж помилки виникають також через власні шуми. Позначимо спектральну густину шуму на вході узгодженого фільтра  $N_u$ . Тоді потужність шуму на виході фільтра [18]:

$$\sigma_{\epsilon.n.}^2 = \frac{a^2 EN_u}{2}. \quad (1.17)$$

Сумарну потужність завад, що складаються із шуму і ЗМД, визначимо згідно (1.15) і (1.16). Вона дорівнює  $\sigma^2 = \sigma_{\epsilon.n.}^2 + \sigma_{u.}^2 = (a^2 E/2)(N_{\epsilon.n.} + N_u)$ , де по аналогії з (1.16) спектральна густина внутрішньосистемних завад еквівалентна,  $N_{\epsilon.n.} = 2a^2 lE/FT$ .

Сумарна спектральна густина завад буде дорівнювати:

$$N_0 = N_{\epsilon.n.} + N_u. \quad (1.18)$$

Імовірність помилки при когерентному прийомі визначається співвідношенням (1.19):



$$P = 0.5[1 - \Phi(\eta h)], \quad (1.19)$$

де  $\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy,$

$$h = \sqrt{\frac{E}{N_0}}; \quad \eta - \text{коефіцієнт, що залежить від способу передачі інформації.}$$

Якщо є два протилежних сигнали, то  $\eta = \sqrt{2}$  [19]. Оскільки спектральна густина  $N_0$  визначається для множинного доступу на основі когнітивних радіомереж виразом (1.18), то відношення сигнал/завада:

$$h_{\Sigma}^2 = \left[ \frac{\sqrt{B}}{\alpha_{\max} \beta_{cp} (l_a - 1)} + \frac{1}{E_c / N_0} \right]^{-1}, \quad (1.20)$$

де

$$h_{\text{сна}}^2 = \frac{\sqrt{B}}{\alpha_{\max} \beta_{cp} (l_a - 1)} - \quad (1.21)$$

відношення сигнал/ЗМД на вході приймального пристрою;

$$\beta_{cp} = \frac{1}{P_c (l_a - 1)} \sum_{l=1}^{l_a-1} P_{nj} - \text{середнє значення перевищення завадою сигналу,}$$

$P_c, P_{nj}$  - потужність корисного та заважаючого сигналу радіомережі;

$\alpha_{\max}$  - максимальне значення введеного поправочного коефіцієнта, який залежить від взаємкореляційних властивостей сигналів.

Залежність відношення сигнал/ЗМД на вході вирішуючого пристрою приймача при заданих значеннях кількості абонентів в системі для коефіцієнтів  $\alpha=1, 2, 3$ , обчислена за допомогою виразу (1.21) і представлена на рис. 1.4.

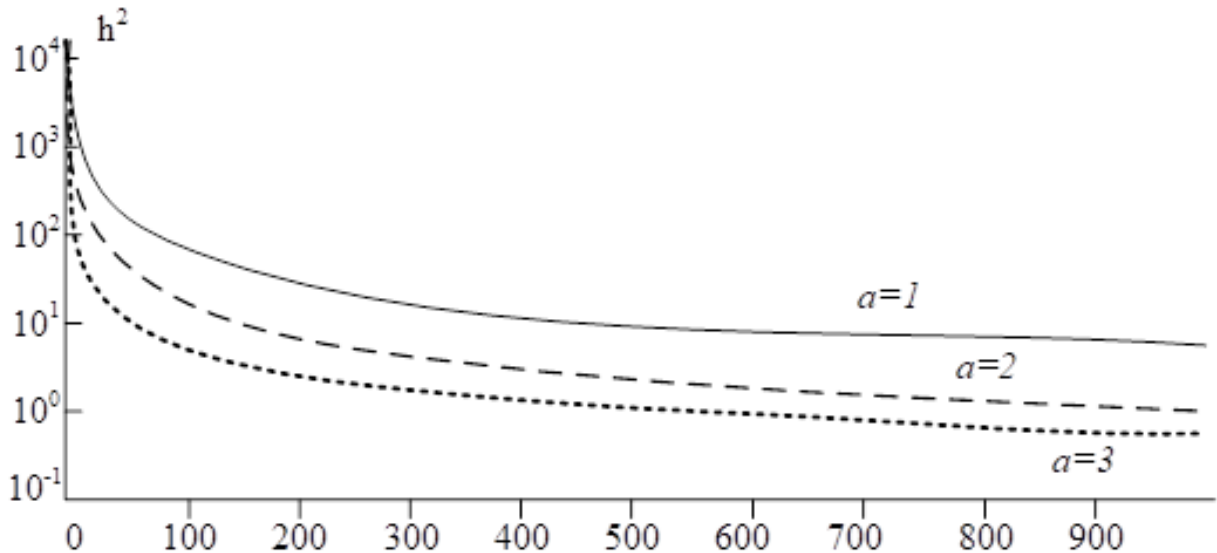


Рис. 1.4. Зміна відношення сигнал/ЗМД від кількості абонентів в системі множинного доступу на основі когнітивних радіомереж

З рис. 1.4 видно, що співвідношення сигнал/ЗМД зменшується з вирішенням взаємкореляційних властивостей (збільшенням  $\alpha$ ). Це підкреслює необхідність розробки ансамблів складних сигналів, у яких  $\alpha \approx 1$ .

Коли  $\eta h = \text{const}$ , можна знайти нормовану залежність числа адресів  $\alpha^2/FT$  від рівня шуму і допустимої імовірності помилки  $P_{ош}$ . При відомих допустимих значеннях  $P_{ош}$  і відношенні сигнал/шум  $E/N_{ш}$ , можна визначити значення  $\alpha^2/FT$ , а отже, і  $h$ . Таким чином, залежність рівня обвідних взаємкореляційних функцій (1.14) від допустимого числа адресів є зворотнопропорційною. З огляду на результати аналізу, можна стверджувати, що для обслуговування абонентів при низькому рівні завад множинного доступу важливим є вибір способів збільшення числа таких абонентів.

## 1.2. Ортогональне частотне розділення каналів, OFDM

На сьогоднішній день, в якості транспортного механізму в IEEE 802.22 використовується Orthogonal Frequency Division Multiplexing - технологія мультиплексування з ортогональним частотним розподілом каналів (OFDM).

Для даної технології передбачені різні види схем модуляції: як квадратурна фазова маніпуляція (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK), так і квадратурна

амплітудна маніпуляція з 16 і 64 символами (Quadrature Amplitude Modulation, 16 QAM і 64 QAM), які обираються, виходячи з умов передачі.

Для того, щоб був організований доступ декількох абонентів до каналу зв'язку одночасно використовується техніка частотно-часового розподілу (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA). Принцип дії методу наступний: потік даних, що передаються, розподіляється по множині частотних підканалів, на які поділяється даний канал. Передача інформації відбувається паралельно, тому вдається досягнути загального збільшення швидкості передавання даних шляхом одночасної передачі сигналів по всіх підканалах, хоча швидкість передачі в кожному окремому підканалі залишається невисокою.

Така технологія унікальним чином дає можливість максимально вигідно використовувати доступний частотний простір. OFDMA вже давно відмінно показала себе в таких стандартах, як WiMax і LTE. У механізмі OFDMA доступні спеціальні частоти діляться між користувачами мережі.

Спектральна ефективність за стандартом може варіюватися від 0,624 до 3,12 Біт/с/Гц. Для компенсації низької пропускної здатності каналу при мінімальній спектральній ефективності використовується методика каналного об'єднання. Суть методики полягає у використанні до трьох каналів одночасно, щоб за рахунок ширини смуги в 24 (18, 21) МГц забезпечити прийнятну швидкість передачі даних. Для захисту каналів, зайнятих іншими користувачами, від появи завад, необхідно витримувати частотний інтервал. Ширину частотного інтервалу в стандарті 802.22 рекомендується робити порівняною з шириною одного каналу. Фактично необхідно мати на ДВЧ/УВЧ-діапазоні прогалини шириною від трьох каналів (один інформаційний плюс два захисних з боків) і більше [8].

У специфікації стандарту 802.22 (WRAN), використовуються як неспрямовані, так і спрямовані антени. Конфігурація з секторною антеною вирішить питання більшої ефективності охоплення зони з нерівномірним розподілом абонентів по площі або зі складним розміщенням декількох базових станцій. На стороні абонента застосовується вузьконаправлена антена, що направлена в бік базової станції (або базової станції з максимальним сигналом, в

тому випадку, якщо їх декілька). Завдяки цьому підвищується показник завадостійкості роботи системи. Також, абонентське обладнання повинно включати скануючу антену для функціонування когнітивних механізмів.

Таким чином, краще застосовувати ортогональний частотний розподіл каналів з мультиплексуванням (OFDM) при більш високих швидкостях передачі даних. Зважаючи на те, що швидкість передачі даних в кожному з частотних підканалів можна підтримувати не надто високою, постає питання ефективної боротьби з міжсимвольною інтерференцією.

Для частотного розподілу каналів необхідно обрати таку ширину окремого каналу, з врахуванням наступних вимог - вона повинна бути досить вузькою для зменшення спотворення сигналу в межах окремого каналу і одночасно достатньо широкою для підтримання необхідної швидкості передачі. Крім цього, для того, щоб економно використовувати всю смугу каналу, що складається з окремих підканалів, важливо частотні підканали розташувати якомога більш щільно, забезпечуючи при цьому мінімізацію міжканальної інтерференції для повної незалежності каналів один від одного. Такі частотні канали, характеристики яких відповідають зазначеним вимогам називаються ортогональними. Функції, що описують несучі сигнали даних підканалів є ортогональними між собою.

Не дивлячись на те, що власне окремі підканали можуть частково перекриватись, ортогональність несучих сигналів дає можливість частотним каналам бути незалежними один від одного, а, отже, і міжканальна інтерференція не перевищує своїх граничних значень.

Отже, можемо зауважити, що основною перевагою методу OFDM виступає поєднання високої швидкості передачі з ефективною протидією багатопроменевому розповсюдженню. Тобто, використання технології OFDM хоч і не усуває багатопроменеве поширення, проте веде до зменшення негативного ефекту міжсимвольної інтерференції.

Сутність OFDM полягає в наступному. Цифровий потік розділяється на велике число паралельних субпотоків. Кожен з цих субпотоків передається на

окремій піднесучій частоті. В класичному варіанті архітектури OFDM налічується 256 піднесучих частот, серед них:

1. 192 інформаційних піднесучих;
2. 8 контрольних (пілот) піднесучих;
3. 56 порожніх (захисних) піднесучих.

Схема частотного розподілу піднесучих зображена на рис. 1.5.

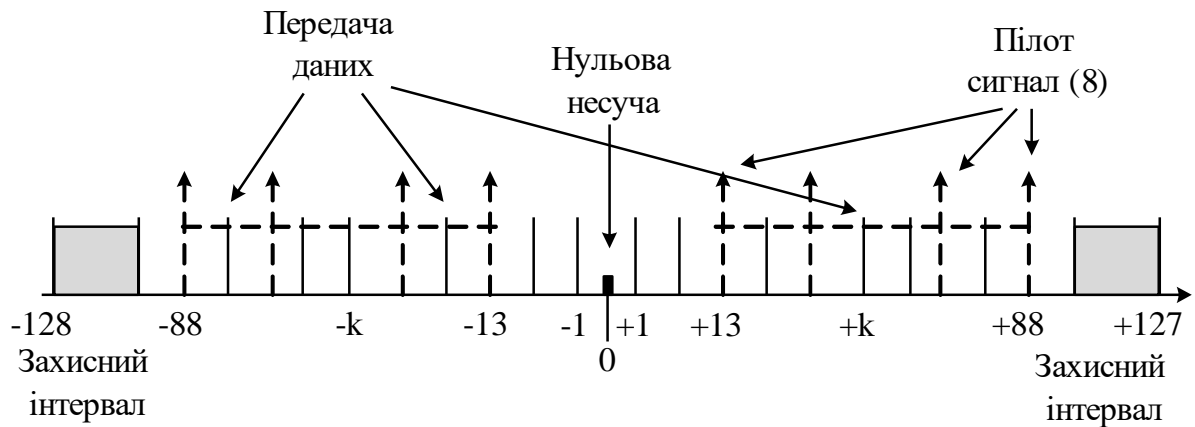


Рис. 1.5. Схема частотного розподілу піднесучих частот

Аналітичний вираз, який описує ортогональне частотне розділення каналів з мультиплексуванням наведено у формулі (1.22).

$$S(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_{k=-N/2}^{N/2} C_k \cdot e^{j2\pi f_c (t-\tau_s)} \right\}, \quad (0 < t < \tau_g), \quad (1.22)$$

де  $C_k$  - комплексне представлення символу QAM;

$N$  - число несучих (256);

Кожна піднесуча модулюється незалежно від інших за своєю схемою модуляції (BPSK, QPSK, 16 - QAM, 64 - QAM і т. ін.) на низькій символній швидкості, при цьому швидкість передачі даних зберігається.

При передачі OFDM-сигналу виконується лінійний розподіл піднесучих частот, тобто діапазони рознесення між ортогональними піднесучими ( $\Delta f_1 = \Delta f_2 = \dots = \Delta f_i = \dots = \Delta f_k$ ) також є однаковим. Мультиплексування для всіх

сигналів відбувається в одній смузі частот ( $\Delta F$ ). Технологія OFDM характеризується доволі високою швидкістю передачі інформації, яка досягається саме за рахунок паралельного використання множини частотних піднесучих.

При OFDM модуляції вихідний спектр сигналу розділяється на  $N$  частотних ортогональних підканалів (рис. 1.6) [13, 14].

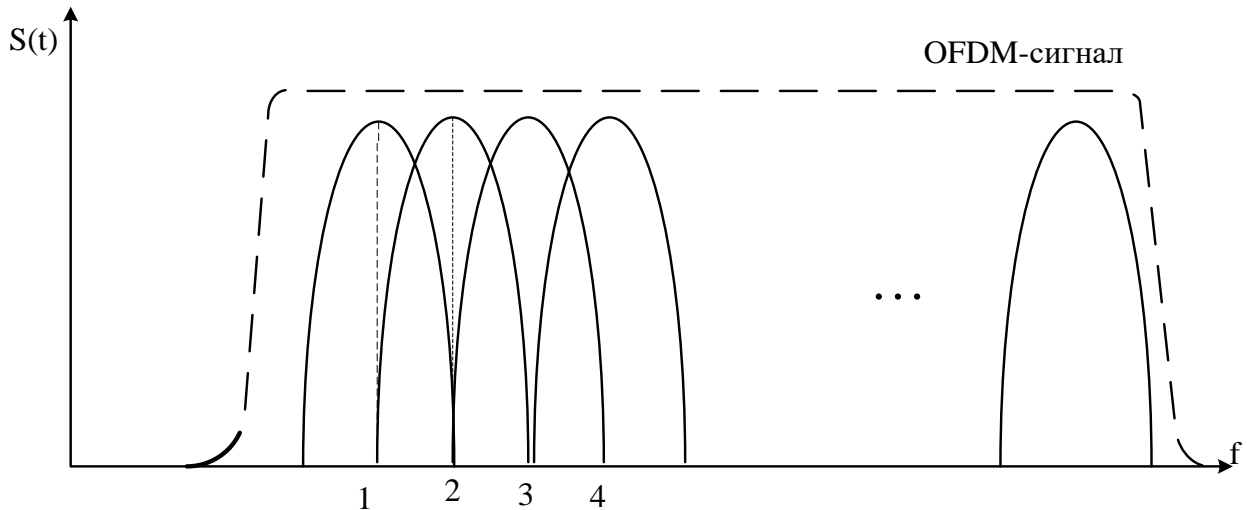


Рис. 1.6. Розподіл смуги сигналу на  $N$  підканалів

Тому смуга займаних частот кожним з  $N$   $-2^k$  підканалів, де  $k$  - натуральне число розраховується за формулою (1.23):

$$\Delta F_{n/k} = \frac{\Delta F}{N}, \quad (1.23)$$

де  $\Delta F$  - смуга частот, яку займає OFDM-сигнал в радіоканалі.

В процесі модуляції сигналів за допомогою ортогональних несучих в каналі виокремлюється  $N$  окремих піднесучих, так, що  $f_k = f_c + k \cdot \Delta f$ , при чому  $k$  вибираємо цілим числом з заданого діапазону  $[-N/2, N/2]$ ,  $k \neq 0$ .

Тоді відстань між ортогональними піднесучими дорівнює  $\Delta f = 1/T_b$ , де  $T_b$  - тривалість передачі даних. Загальний сигнал формується за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (inverse FFT, IFFT):

$$S(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{i2\pi f_c t} \sum_{k=-N/2}^{N/2} C_k \cdot e^{i2\pi \Delta f (t-T_S)} \right\}, (0 < t < T_g), \quad (1.24)$$

де  $C_k$  – це комплексне представлення символу квадратурної модуляції (QPSK- або QAM-символу).

Комплексне представлення зручне, тому що радіосигнал генерується за допомогою квадратурного модулятора у відповідності до виразу:

$$S_k(t) = I_k(t) \cos(2\pi f_c t) - Q_k(t) \sin(2\pi f_c t), \quad (1.25)$$

де  $I_k$  і  $Q_k$  – синфазне і квадратурне (дійсне і уявне) значення комплексного символу відповідно.

Для роботи алгоритмів перетворення Фур'є (FFT) та IFFT зручно, щоб число точок відповідало  $2^m$ . Тому число несучих вибирають рівним мінімальному числу  $N_{FFT} = 2^m$ , що перевищує  $N$ . В режимі OFDM стандарту LTE  $N = 200$ , відповідно  $N_{FFT} = 256$ . З них захисний інтервал на границях частотного діапазону складають 55 несучих ( $k = -128 \dots -101$  і  $k = 101 \dots 127$ ). Центральна частота каналу ( $k = 0$ ) і частоти захисних інтервалів не є робочими несучими (амплітуди відповідних їм сигналів рівні нулю). Решта 200 несучих – інформаційні (рис. 1.5).

Використання OFDM має такі переваги:

- 1) зменшення потужності випромінювання на лінії «назовні»,
- 2) забезпечення динамічного розподілу частотних каналів,
- 3) допускається одночасна передача інформації декількома АС,
- 4) вирішується проблема передачі інформації в умовах відсутності прямої видимості,
- 5) ефективна протидія завадам від багатопроменевого поширення.

Останнім часом фахівці в галузі телекомунікацій проводять дослідження з розробки методів частотного мультиплексування, що володіють більшою в

порівнянні з OFDM спектральною ефективністю, спираючись на частотне рознесення сигналів, менше величини  $1/T$ , що характеризує релеєвське частотне розділення, де  $T$  - інтервал накопичення. Таким чином було запропоновано метод частотного мультиплексування даних Fast-OFDM (FOFDM), що використовує основні принципи формування OFDM, проте тут застосовується в 2 рази менше частотне рознесення піднесучих, ніж у випадку OFDM. Суть методу Fast-OFDM полягає в тому, що якщо рознесення за частотою кратне цілому числу  $1/2T$ , тоді дійсна частина коефіцієнта кореляції двох комплексних піднесучих дорівнює нулю. При цьому важливо підкреслити, що при такому двократному ущільненні по частоті, сигнали, залишаються ортогональними один по відношенню до одного.

На рис. 1.7. графічно представлено спектр сигнального пакета, що складається з 32 піднесучих у випадку OFDM- і Fast-OFDM-модуляцій.

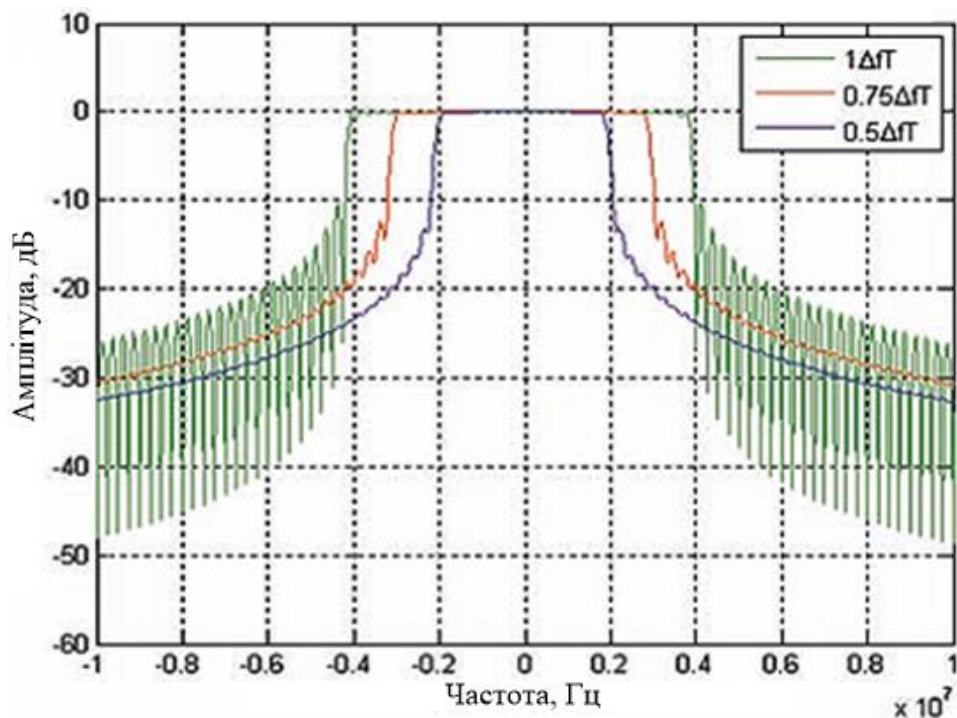


Рис. 1.7. Порівняння ширини смуги частот сигналів OFDM ( $\Delta f_x T=1$ ) та Fast-OFDM ( $\Delta f_x T=0,5$ ) для пакета з 32 піднесучих

Слід підкреслити, що чим більше значення частотного ущільнення, тим нижчий рівень позасмугового випромінювання сигналів. Раніше ця залежність не була настільки очевидна. У деяких фахівців навіть виникало побоювання з



приводу можливого зростання позасмугового випромінювання в разі щільної упаковки піднесучих в спектральній області.

Але, Fast-OFDM в порівнянні з OFDM має виграв в спектральній ефективності тільки при використанні мовного представлення сигналів і одновимірних (мовних) схем їх модуляції - BPSK. В іншому випадку інформація, яка була передана за допомогою Fast-OFDM-сигналів не може бути відновлена на приймальній стороні.

Існує ще один, більш перспективний радикальний перехід до надроздільної здатності в спектральній області, завдяки якому стає можливим розмістити частоти сигналів більш щільно, зробивши їх неортогональними один одному.

### **1.3 Неортогональне частотне розділення каналів, N-OFDM**

N-OFDM – це ще один вид частотного мультиплексування (Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, неортогональне мультиплексування з поділом частот) [11]. Його суть полягає в довільній розстановці піднесучих щодо АЧХ частотних фільтрів. При цьому частотне рознесення сигналів може бути менше релеєвської межі дозволу ( $1/T$ ), тобто в один частотний фільтр може потрапляти кілька піднесучих. Окрім вирішення характерних для OFDM проблем, такий варіант ущільнення сигналів дозволяє використовувати частотне позиціонування як ключ для додаткового захисту інформації.

Здійснивши аналіз робіт [3, 12], бачимо, що тут демодуляцію сигналів N-OFDM пропонується здійснювати використовуючи класичну процедуру ортогоналізації сигналів Грама-Шмідта (GS). Згідно неї відбувається процедура перетворення лінійнонезалежної систему векторів в ортонормовану систему. Очевидним недоліком даного підходу є значне зростання помилок ортогоналізації при збільшенні кількості піднесучих сигналів в пакеті при збільшенні щільності розміщення їх частоти. Більш ефективною для уникнення такого роду помилок є процедура ортогоналізації Левдіна (Per-Olov Lewdin) [3].

Важливо підкреслити ту роль, яка відводиться методам N-OFDM в перспективних системах зв'язку, зокрема інтеграції технологій MIMO і адаптивної процедури N-OFDM. Перевагою N-OFDM [11] все ж таки є висока спектральна ефективність.

При цьому, судячи з [11], поряд з методами ортогоналізації сигналів, китайські фахівці в розвитку ідеї [13] велику увагу приділяють технології N-OFDM, що зводиться до використання пакета імпульсних сигналів з довільними огинаючими імпульсів і різними номіналами їх несучих. Суть такого частотно-часового ущільнення каналів зв'язку полягає в формуванні на передавальній стороні згідно з прийнятим законом кодування періодичних пакетів з  $M$  перекритих в часі різночастотних імпульсних сигналів зі строго фіксованою розстановкою їх уздовж осі часу. На приймальній стороні після синхронізації проводиться оцінка амплітуд кожного з сигналів з відновленням надісланого повідомлення. На рис. 1.8. представлено вигляд N-OFDM-сигналів з двома піднесучими.

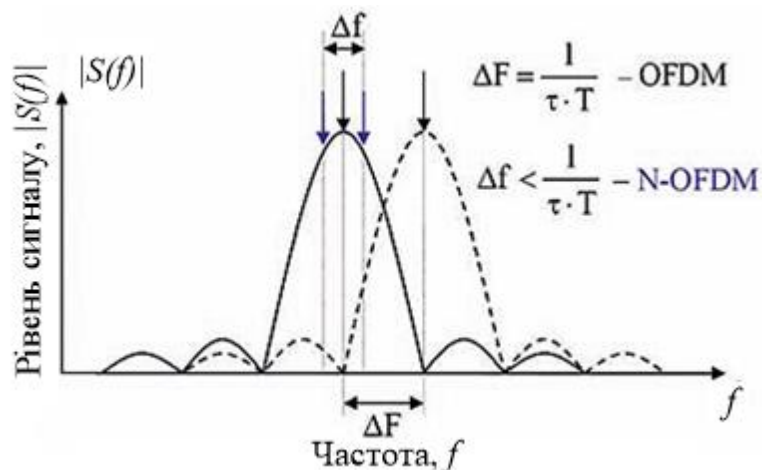


Рис. 1.8. Вигляд N-OFDM-сигналів з двома піднесучими

Характеристики систем неортогонального частотного мультиплексування розглянуті нижче.

#### 1.4. Боротьба з частотними колізіями

Ефективність використання частотного ресурсу можна збільшити за умов повторного його використання, що є великою перевагою використання систем

когнітивного радіо [5, 7, 8]. Для цього слід приділити увагу застосуванню і удосконаленню інтелектуальних алгоритмів навчання систем когнітивного радіо. В результаті можемо отримати ефективні реалізації спільного використання спектральних дір більшою кількістю користувачів когнітивної радіомережі [4, 5], оскільки швидке зростання кількості абонентів стає першочерговою проблемою при впровадженні та експлуатації таких систем. При цьому спостерігатимуться явища частотних колізій, при яких відбувається одночасна передача інформації вторинними користувачами в тій самій вільній смузі частот, кратно збільшуючи величину внутрішньосистемних завад [1, 9]. Розроблений метод на основі квазіортогонального частотного мультиплексування каналів (Quasi orthogonal frequency-division multiplexing, QOFDM) має можливість виправити недоліки вище згаданих методів мультиплексування.

### **Висновки до розділу 1**

1. Виникнення внутрішньосистемних впливаючих завад є основною проблемою, яка виявляється при оцінці функціонування телекомунікаційних мереж. Неідеальність взаємкореляційних характеристик сигналів у випадку появи одночасних запитів різних абонентів однієї мережі в загальній смузі частот зумовлює появу і підсилення взаємної заважаючої дії сигналів, що негативно впливає на кількість одночасно обслуговуваних користувачів і загальну якість сервісу мережі.

2. При зростанні кількості активних користувачів мережі когнітивного радіо в умовах множинного доступу на основі когнітивних радіомереж, відбувається зменшення рівня завадостійкості системи. Збільшуючи енергетичну базу абонентських сигналів (розширюючи смугу  $\Delta F$ ) і збільшуючи тривалість сигналу, можна підвищити завадостійкість завдяки відносному збільшенню енергії корисного сигналу.

3. Дослідження характеристик різних технологій множинного дозволяє розраховувати завадостійкість системи при передачі інформації в умовах дії завад різного роду, застосовувати оптимальні способи модуляції сигналів,

аналізувати вплив неузгодженостей апаратури на внутрішні параметри системи, вибирати методи синхронізації систем в частоті і часі, оцінити та порівняти їх ефективність.

4. Аналіз найбільш відомих методів частотного розділення каналів, а саме: ортогонального, неортогонального та Fast-OFDM показує їх переваги та недоліки у вирішенні завдання боротьби з багатопроменевістю і особливостями передачі інформації в умовах відсутності прямої видимості. Метод Fast-OFDM в порівнянні з OFDM має більшу спектральну ефективність, тому, що відрізняється використанням в 2 рази меншої ширини частотного рознесення піднесучих і тому володіє здатністю протистояти складним умовам в каналі без складних вирівнюючих фільтрів.

5. Співвідношення сигнал/ЗМД зменшується зі спаданням взаємкореляційних властивостей сигналів при заданих значеннях кількості абонентів. Це підкреслює необхідність розробки ансамблів складних сигналів. Для забезпечення обслуговування абонентів при низькому рівні завад множинного доступу важливим також є вибір способів збільшення числа таких абонентів.

6. Швидке зростання кількості абонентів стає першочерговою проблемою при впровадженні та експлуатації безпроводових систем когнітивного радіо. При цьому спостерігатимуться явища частотних колізій, при яких відбувається одночасна передача інформації вторинними користувачами в тій самій вільній смузі частот, кратно збільшуючи рівень внутрішньосистемних завад. Тому розробка методів формування частотних планів на основі квазіортогонального частотного мультиплексування каналів є актуальною.

## РОЗДІЛ 2

### МЕТОД КВАЗІОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ

Принцип ортогонального мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) для обміну даними з прийнятною швидкістю через довільні середовища передачі, з мінімальними міжканальними і міжсимвольними завадами, був запропонований кілька десятиліть тому [1]. Після розвитку та широкого впровадження цифрового опрацювання сигналів технологічною базою OFDM стали майже виключно цифрові фільтрові системи на основі швидкого перетворення Фур'є або гребінок смугових фільтрів на основі частотної вибірки.

Далі були запропоновані численні покращення OFDM [2 – 7]. Усі пропозиції носили інтуїтивний характер, а обґрунтування не мали якого-небудь узагальненого, строго математичного підґрунтя. Тому у представленій роботі основну увагу приділено саме асимптотичним характеристикам систем з OFDM, які досягаються при збільшенні числа парціальних каналів з прагненням до нескінченності.

Основною перевагою OFDM перед методами модуляції з однією несучою частотою є розширені можливості адаптації до змінних умов каналу передавання даних – оптичного, електричного проводового або безпроводового тощо. До змінних умов можна віднести швидкі або повільні завмирання у середовищі розповсюдження, багатопроменеве розповсюдження, яке стає причиною частотно-селективних завмирань та ін.

В одночастотних системах передавання даних для боротьби з такими негативними явищами потрібні складні методи корекції парціальних (аналогових або цифрових) фільтрів або застосування трансверсальних фільтрів з тонким та швидким налаштуванням комплексних коефіцієнтів підсилення у відведеннях. У той же час вирівнювання характеристик каналів у системах з

OFDM значно спрощується, оскільки приходится оперувати з множиною вузькосмугових сигналів з порівняно повільними функціями модуляції.

Існують також інші переваги OFDM-систем, в першу чергу – висока спектральна ефективність якщо порівнювати з іншими типами модуляції, підвищена стійкість до деяких найбільш поширених та небезпечних видів завад в системах та засобах електрозв'язку [3]. Математичний опис та аналіз цих характеристик буде проведено у наступному підрозділі. Там же проаналізовані принципові недоліки, притаманні саме OFDM-системам, та шляхи їх усунення. У представленій роботі основну увагу, приділено саме асимптотичним характеристикам багатоканальних систем зв'язку.

На відміну від систем, що експлуатуються в теперішній час, однією з переваг використання систем когнітивного радіо є можливість повторного використання частотного ресурсу при низькій ефективності його експлуатації [5, 7, 8]. Оптимальне використання частотного ресурсу можна забезпечити за рахунок використання інтелектуальних алгоритмів навчання в системах когнітивного радіо. При дослідженні та впровадженні таких систем з'являються перспективи для вирішення задачі спільного використання спектральних дір багатьма користувачами когнітивної радіомережі [4, 5]. При зростанні кількості абонентів підвищується ризик одночасної передачі інформації користувачами в одній і тій же вільній смузі частот, внаслідок чого з'являється ймовірність виникнення так званих частотних колізій. Що, в свою чергу, сприяє збільшенню рівня внутрішньо системних завад, погіршує співвідношення сигнал/шум [9]. Для розв'язання задачі запропоновано використати метод Quasi orthogonal frequency-division multiplexing на основі квазіортогонального частотного мультиплексування каналів (QOFDM).

## **2.1 Розробка методу квазіортогонального частотного розділення каналів**

Ключовою особливістю квазіортогонального частотного мультиплексування каналу (Quasiorthogonal Frequency Division Multiplexing,

QOFDM) є застосування індивідуального розподілу частотних піднесучих в різних частотних планах ансамблю в загальній смузі частот, яке дозволяє вирішити питання збільшення абонентської ємності радіосистеми.

Існуючий метод ортогонального частотного мультиплексування каналів (OFDM) дозволяє підвищити ефективність використання каналу, а саме підвищити абонентську ємність системи безпроводового зв'язку та покращити боротьбу з багатоприменовістю [6]. Проте, через динамічну зміну навантаження в когнітивних радіомережах виникає явище появи частотних колізій, або накладання сигналів різних абонентів один на одній через одночасне зайняття абонентами однієї смуги частот. Це може призводити до перевищення граничного рівня внутрішньосистемних завад [1, 5].

Запропонований метод QOFDM, що побудований на основі використання індивідуального рознесення піднесучих для кожного частотного плану в загальній смузі частот, дозволяє вирішити питання збільшення абонентської ємності когнітивної радіосистеми. Це досягається за рахунок паралельної роботи субканалів в загальній смузі частот, кожен з яких має свою кількість абонентів.

Ансамбль складних сигналів QOFDM складається з  $K$  кількості частотних планів, які передаються в одній смузі частот  $\Delta F$ . При цьому кожен частотний план має свою унікальну кількість частотних піднесучих  $n$ , відстань між якими  $\Delta f$  є еквідистантною. Кожен частотний план має свою величину рознесення між піднесучими частотами, відмінну від величин рознесення в інших частотних планах ансамблю.

Загальний аналітичний вираз функції, що описує QOFDM на піднесучих частотах, являє собою вдосконалену формулу процесу формування OFDM сигналу і виглядає наступним чином [1, 6]:

$$S_i(\Delta f_i) = \text{Re} \left\{ e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \Delta f_i} \cdot \sum_{k=-\Delta F/2}^{\Delta F/2} C_k \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f(\Delta f_i - T_s)} \right\}, \quad (2.1)$$

де  $\Delta f_i$  - інтервал рознесення  $i$ -го частотного плану;

$Re$  - дійсна частина комплексного числа;

$C_k$  - комплексне представлення символу QAM;

$f_0$  - нульова піднесуча частота;

$\Delta F$  - смуга частот;

$T_s$  - період сигналу.

Алгоритм формування ансамблю складних QOFDM-сигналів зображено на рис. 2.1.



Рис. 2.1. Алгоритм формування ансамблю складних QOFDM-сигналів



Алгоритм, що представлено на рис. 2.1. складається з послідовності таких операцій:

1. Визначення вихідних даних:

Вихідними даними для формування ансамблю складних QOFDM-сигналів є:

- $\Delta f$  - інтервал рознесення піднесучих частот;
- $\Delta F$  - смуга частот;
- $n$  - кількість піднесучих частот в субканалі  $\Delta F$ ;

2. Процедура формування частотних планів ансамблю за заданими параметрами.

Розраховується інтервал рознесення піднесучих частот окремо для кожного частотного плану. Він дорівнює відношенню ширини спектру частот  $\Delta F$ , який займає весь сигнал до загальної кількості піднесучих частот у кожному частотному плані  $n_i$ . Інтервал рознесення піднесучих частот розраховується так (2.2):

$$\Delta f_i = \frac{\Delta F}{n_i}, \text{ Гц} \quad (2.2)$$

Значення ширини рознесення піднесучих частот для кожного частотного плану буде індивідуальним та буде залежати від кількості піднесучих частот в конкретному частотному плані. Головною відмінністю QOFDM- від OFDM-сигналів є те, що кожен QOFDM-частотний план окремо формується за технологією OFDM, тобто інтервал рознесення піднесучих частот в рамках одного субканалу є однаковим. Але в QOFDM існує цілий ансамбль сигналів, тобто набір OFDM-частотних планів, кожен з яких має свою унікальну кількість піднесучих частот, а тому і різні інтервали їх рознесення, при цьому весь ансамбль сигналів реалізовано в смузі частот  $\Delta F$ , який має фіксоване значення.

3. Попарне порівняння частотних планів в ансамблі для виявлення співпадінь в позиціях частотних піднесучих.

4. Визначення кількості позицій частотних піднесучих, що співпали в кожному частотному плані ансамблю.

Шляхом попарного порівняння частотних планів один з одним визначається кількість позицій частотних піднесучих, що співпали в кожному частотному плані ансамблю. При цьому, порівнюючи два частотних плани один з одним, співпаде не більше однієї частотної позиції.

$K$  - кількість частотних планів в ансамблі,

$d_{ij}$  - кількість позицій частотних піднесучих, що співпали при порівнянні  $i$ -го частотного плану з  $j$ -м частотним планом.

5. При умові, якщо кількість позицій частотних піднесучих, що співпали при порівнянні  $i$ -го частотного плану з  $j$ -м частотним планом буде більше або дорівнювати кількості частотних планів в ансамблі,  $d_{ij} \geq K$ , відбудеться видалення з ансамблю  $i$ -го частотного плану, у порівнянні з яким виникло більше всього збігів. Після чого знову відбувається попарне порівняння частотних планів.

6. Повинна виконуватись умова, при якій  $i$ -й частотний план вноситься до ансамблю - якщо кількість позицій частотних піднесучих, що співпали при порівнянні  $i$ -го з  $j$ -м частотних планів буде менше кількості частотних планів в ансамблі,  $d_{ij} < K$ , тоді частотний план вноситься до ансамблю.

7. Ансамбль приймається для подальшого синтезу сигналів.

Відібрані частотні плани формують ансамбль, який приймається для подальшого синтезу сигналів.

Було проведено моделювання в середовищі Matlab, результати якого представлено у вигляді тривимірного графіку на рис. 2.2, де зображено структуру системи, яка складається з чотирьох сигналів QOFDM. На графіку зображено залежність сигналів  $S(f, n)$  від частоти  $f$  та від кількості піднесучих частот в кожному з чотирьох частотних планів  $n$ . На рисунку видно  $\Delta f_i$  - відповідні інтервали рознесення між піднесучими для всього ансамблю частот. Кожен з  $\Delta f_i$  задовольняє виразу (2.1).

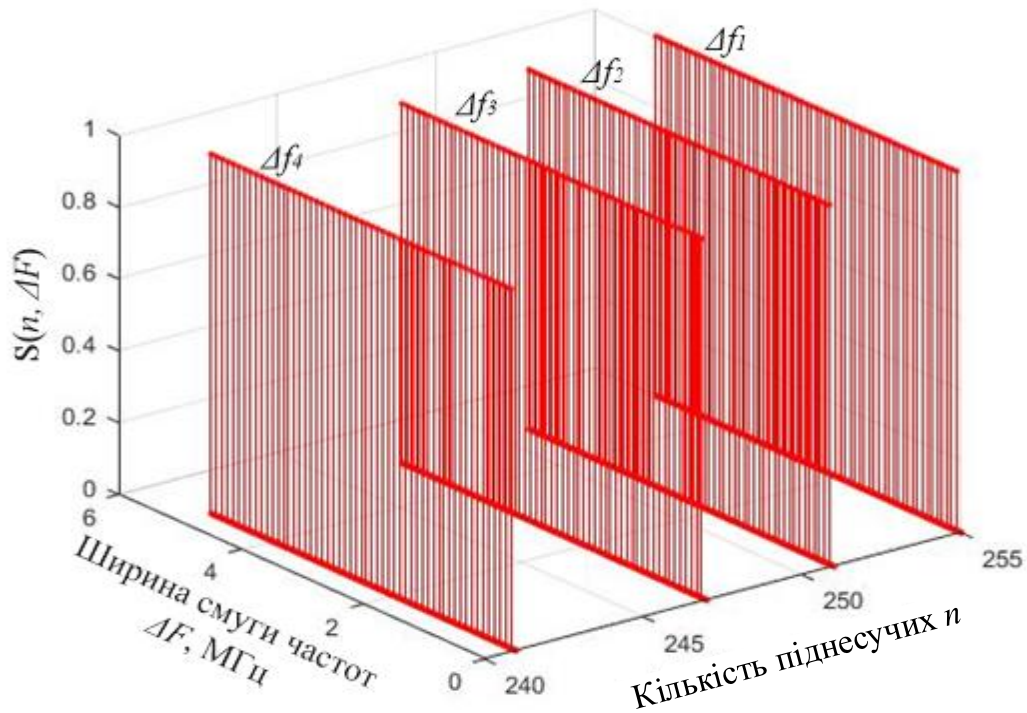


Рис. 2.2. Структура системи, яка складається з чотирьох QOFDM-сигналів

В якості прикладу для ілюстрації принципу роботи методу QOFDM обрано чотири частотних плани, кожен з яких має свою кількість піднесучих частот, а саме:  $n_1 = 23$ ,  $n_2 = 101$ ,  $n_3 = 187$ ,  $n_4 = 259$ .

Всі частотні плани передаються в однаковій смузі частот, яка дорівнює  $\Delta F = 20 \text{ МГц}$ .

Вочевидь, при попарному порівнянні частотних планів певні частотні позиції піднесучих будуть співпадати. В ансамблі ці частоти можуть накладатися одна на одну, завдяки великій кількості піднесучих частот в кожному сигналі.

Вигляд частотних планів при різній ширині смуги частот наведено на рис. 2.3.

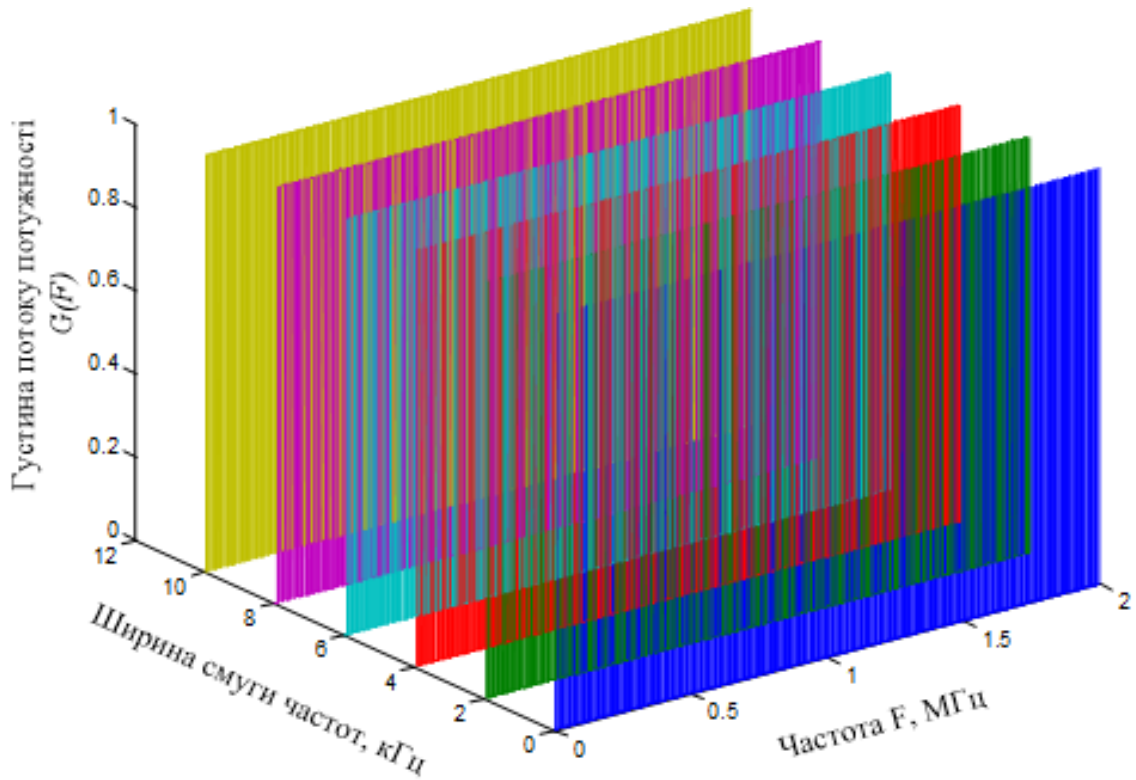


Рис. 2.3. Вигляд частотних планів при різній ширині смуги частот

Виходячи з заданих параметрів, розрахуємо інтервали між позиціями частотних піднесучих в частотній області для кожного плану, використаємо формулу (2.2). При цьому слід врахувати, що для планів з різною кількістю частотних позицій необхідно дотримуватись умови [4]:

$$B_{ij} \leq \frac{1}{\sqrt{n_i \cdot n_j}}, \quad (2.3)$$

При виконанні умови (2.3) кількість співпадінь позицій частотних піднесучих для кожної пари порівнюваних частотних планів буде не більше одного.

На рис. 2.4. графічно представлено попарне порівняння чотирьох частотних планів. Позиції частотних піднесучих, які співпали при порівнянні 1 і 2, 1 і 3, та 1 і 4 сигналів позначені фіолетовими прямокутниками.

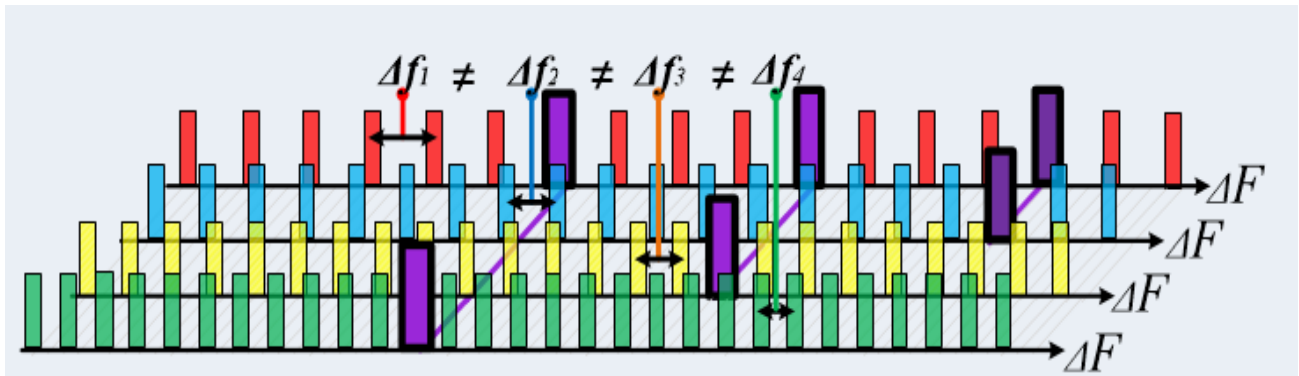
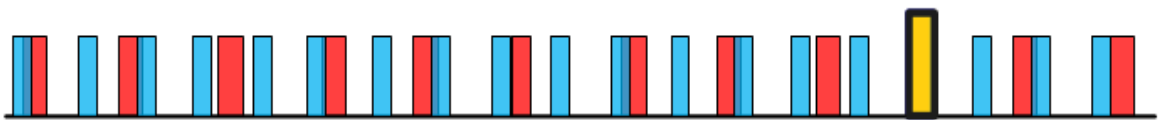
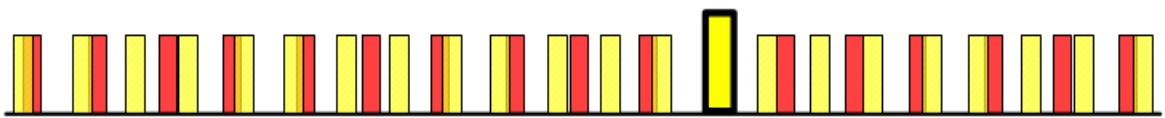


Рис. 2.4. Парне порівняння чотирьох частотних планів та співпали позиції частотних піднесучих за принципом QOFDM

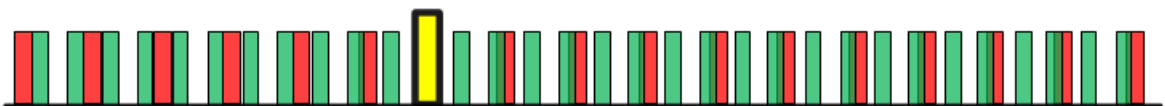
На рис. 2.5 (а, б, в) проілюстровано позиції частотних піднесучих, що співпали при попарному порівнянні 1-го та 2-го частотних планів, 1-го та 3-го частотних планів, 1-го та 4-го частотних планів, відповідно. Жовтим прямокутником позначено позиції, що співпали при попарному порівнянні частотних планів.



2.5 а)



2.5 б)



2.5 в)

Рис. 2.5. Позиції частотних піднесучих, що співпали при попарному порівнянні а) 1-го та 2-го частотних планів, б) 1-го та 3-го частотних планів, в) 1-го та 4-го частотних планів

При заданому значенні  $n_i$  та фіксованому значенні ширини спектру  $\Delta F = 20$  МГц, розрахуємо значення деяких параметрів для  $K$  каналів та зведемо їх в таблицю спектрального розподілу піднесучих частот. Приклад розрахунку параметрів спектрального розподілу піднесучих частот для  $K$  каналів представлено в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Розрахунок параметрів спектрального розподілу піднесучих в ансамблі з чотирьох частотних планів

Параметр		Значення			
		$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$
Ширина смуги частот, Гц		$20 \cdot 10^6$	$20 \cdot 10^6$	$20 \cdot 10^6$	$20 \cdot 10^6$
Кількість піднесучих частот $n_i$		23	101	187	259
Інтервал рознесення піднесучих частот, Гц	Min	859570	188020	96950	67220
	Max	869470	192790	106850	77120
Ширина підканалу, Гц	Min	100	100	100	100
	Max	15000	15000	15000	15000

Для перевірки кількості співпадінь було отримано залежність значення коефіцієнтів взаємної кореляції  $R_{ij}$  від кількості піднесучих частот для кожного частотного плану. На рис. 2.6 графічно представлена залежність коефіцієнтів взаємної кореляції від кількості піднесучих частот. На рисунку показано, що одночасно відбувається співпадіння не більше ніж по одній позиції у кожній із двох послідовностей, що порівнюються, ця властивість відповідає вимозі (2.3).

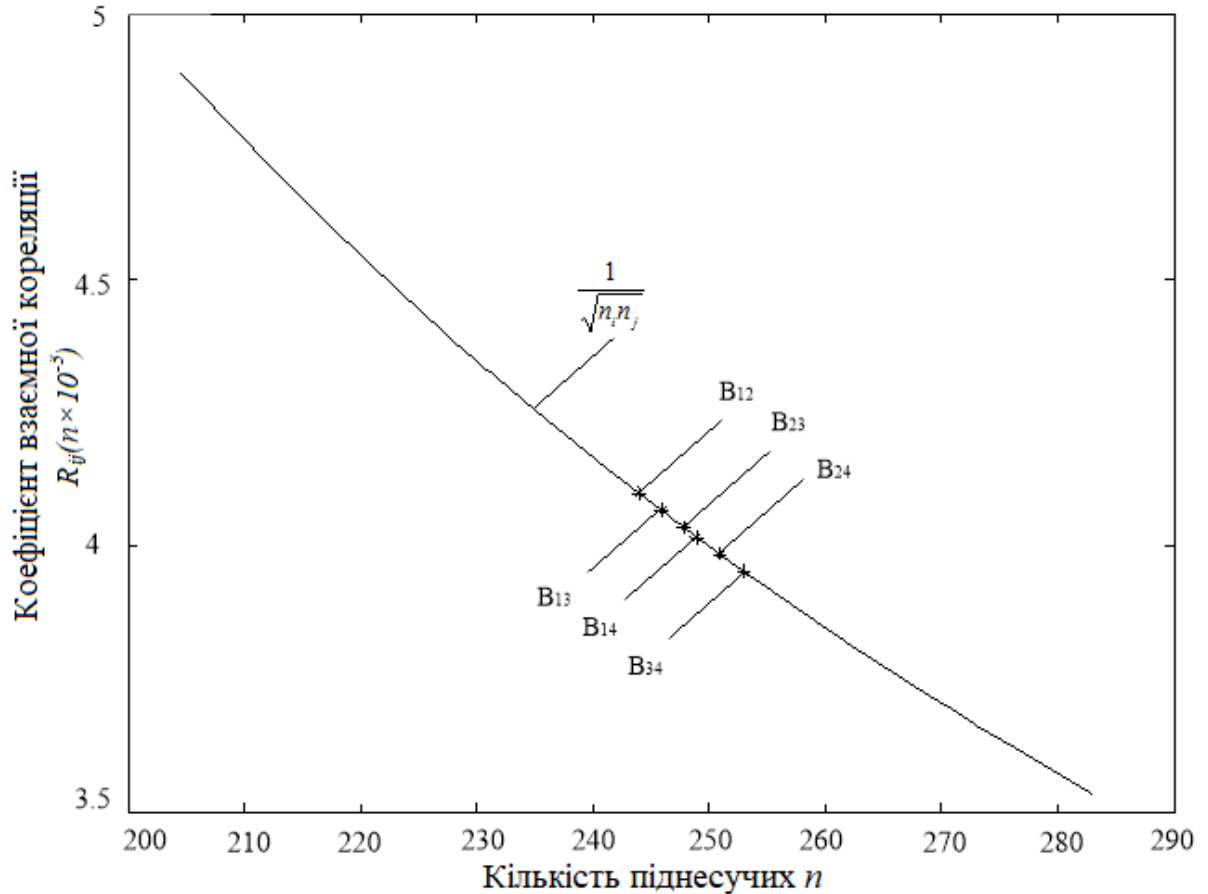


Рис. 2.6. Залежність коефіцієнтів взаємної кореляції від кількості піднесучих частот в кожному частотному плані ансамблю

Як видно з рис. 2.6, при збільшенні числа піднесучих в кожному частотному плані ансамблю значення коефіцієнтів взаємної кореляції рівномірно зменшуються, причому залежність коефіцієнтів взаємної кореляції від кількості піднесучих частот є монотонною (хоча і не строго монотонною). Очевидно, при цьому матриця коефіцієнтів взаємної кореляції у першому наближенні прагне до діагонально-домінантної матриці [10, 11].

Оскільки структура матриці коефіцієнтів взаємної кореляції безпосередньо пов'язана зі спектральною ефективністю OFDM-сигналу з різними кількостями піднесучих, розглянемо характеристику спектральної ефективності більш детально.

## 2.2 Аналіз спектральної ефективності OFDM-сигналів

Перш за все визначимо деякі важливі терміни та визначення. При цьому будемо орієнтуватися на загальну теорію радіотехнічних кіл та сигналів [12, 13].

Як відмічено у роботі [12], в теорії та практиці аналізу електричних сигналів широко використовується теорема Котельникова, на підґрунті якої формується відповідний ряд. Членами ряду є функції виду  $\text{sinc } x = \sin x/x$ , інваріантні до часового зсуву.

Оскільки амплітудно-частотний спектр прямокутного імпульсу описується функцією  $|\varphi(x)| = |\text{sinc}(x)| = |\sin(x)/x|$ , розкладання саме в ряд Котельникова є найбільш природним та наочним інструментом формування дискретного сигналу, аналізу його параметрів та методів відновлення на приймальній стороні.

Система базисних функцій ряду Котельникова є ортогональною за визначенням, оскільки в точках переходу довільної функції  $\varphi_n(t)$  через  $m$ -й нуль ( $m=1,2,\dots$ ) усі інші базисні функції  $\varphi_k(t)$ ,  $k=0,1,2,\dots$  теж мають значення нуль. При виборі частоти дискретизації за теоремою Котельникова дотримується умова ортогональності. Також, ряд Котельникова точно визначає значення заданого сигналу у дискретних точках відліку, при цьому коефіцієнти ряду – це значення самих вибірок з функції, тобто величини відліків сигналу.

Через обмеження числа членів ряду розкладання виникають пульсації Гіббса. Вони мають наступну специфіку [13]:

- огинаюча загасань пульсацій близька до огинаючої амплітудно-частотного спектру вихідного сигналу;
- значення частоти пульсацій приблизно така ж, як і частота першого відкинутого члену ряду;
- При збільшенні числа членів розкладання, значення амплітуди головної пелюстки пульсацій залишається незмінним. Практично в цьому можна переконатися проаналізувавши пульсації.

Для того, щоб теоретично обґрунтувати закономірності пульсацій Гіббса розглянемо похибки, які виникають при застосуванні строгого перетворення



Фур'є вихідної функції з табличним задаванням та обмеженнями, які безумовно будуть впливати з цього. Чинники, які будуть впливати на похибки результату перетворення:

- неточність вихідних значень, яка, звісно, відображається і в кінцевому результаті;
- застосування тих чи інших квадратурних формул при обчисленні інтегралу Фур'є, оскільки точний процес інтегрування в принципі неможливий;
- заміна нескінченних меж інтегрування на скінченні.

Особливо треба звернути увагу саме на останній чинник. Розглянемо його докладніше.

Нехай ми маємо абстрактну неперіодичну мовну функцію  $f(x)$ , область існування якої  $-\infty \leq x \leq \infty$ , а принциповим обмеженням, що на неї накладається, є інтегрованість у квадраті:

$$\int_{-\infty}^{\infty} [f(x)]^2 dx < \infty$$

Її інтеграл Фур'є представлено за допомогою формули (2.4):

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega x} \varphi(\omega) d\omega \quad (2.4)$$

Провівши заміну (2.4) нескінченних меж інтегрування на кінцеві, отримаємо нову функцію (2.5)

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^{j\omega x} \varphi(\omega) d\omega. \quad (2.5)$$

Цей інтеграл може бути представлений і в такому вигляді:

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega x} \mu(\omega) \varphi(\omega) d\omega, \quad (2.6)$$

де  $\mu(\omega)$  – прямокутне вікно, яке грає роль "вагової" функції:

$$\mu(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \Delta/2; \\ 0, & |\omega| > \Delta/2. \end{cases} \quad (2.7)$$

Нехай  $M_{\Delta}(x)$  – зворотне перетворення Фур'є функції  $\mu(\omega)$  внаслідок властивостей перетворення Фур'є

$$f_{\Delta}(x) = M_{\Delta}(x) \otimes f(x), \quad (2.8)$$

де  $\otimes$  - операція згортки.

Обчислення функції  $M_{\Delta}(x)$  дає цілком очікуваний результат:

$$M_{\Delta}(x) = \frac{\sin \Delta x}{\pi x}. \quad (2.9)$$

Функція  $M_{\Delta}(x)$  має яскраво виражений коливальний характер, причому амплітуда коливань із зростанням  $|x|$  зменшується повільно (як  $1/|x|$ ). Ці її якості, природно, певною мірою передаються і функції  $f_{\Delta}(x)$ . Особливо цей вплив відчутний у випадках, коли  $f_{\Delta}(x)$  має розриви (хоча би першого роду).

Щоб дослідити цей ефект у "чистому" вигляді, візьмемо як тестову функцію  $f_{st}(x)$  "ступінчасту" функцію:

$$f_{st}(x) = \begin{cases} 0, & x < 0; \\ 1, & x \geq 0. \end{cases} \quad (2.10)$$

Згортка (2.8) з функцією (2.10) може бути виражена таким чином:

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\infty}^x M_{\Delta}(y) dy. \quad (2.11)$$

Підставивши сюди функцію (2.9), отримаємо

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\sin \Delta y}{\pi y} dy = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\Delta x} \frac{\sin z}{z} dz,$$

або

$$f_{\Delta}(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{Si}(\Delta x), \quad (2.12)$$

де  $\text{Si}(z)$  – інтегральний синус:

$$\text{Si}(z) = \int_0^z \frac{\sin x}{x} dx$$

Графік функції, який розраховано числовим методом, зображено на рис. 2.7. З рисунку видно, що тут наочно проявляється коливальний характер функції  $M_{\Delta}(x)$ . Цей ефект був помічений спочатку в рядах Фур'є і отримав назву "Явище Гіббса". Відзначимо, що при  $z=1$  має місце асимптотичне наближення  $\text{Si}(z) = \frac{\pi}{2} - \frac{\cos z}{z}$ , а тому  $f_{\Delta}(x) = 1 - \frac{\cos \Delta x}{\pi x}$ .

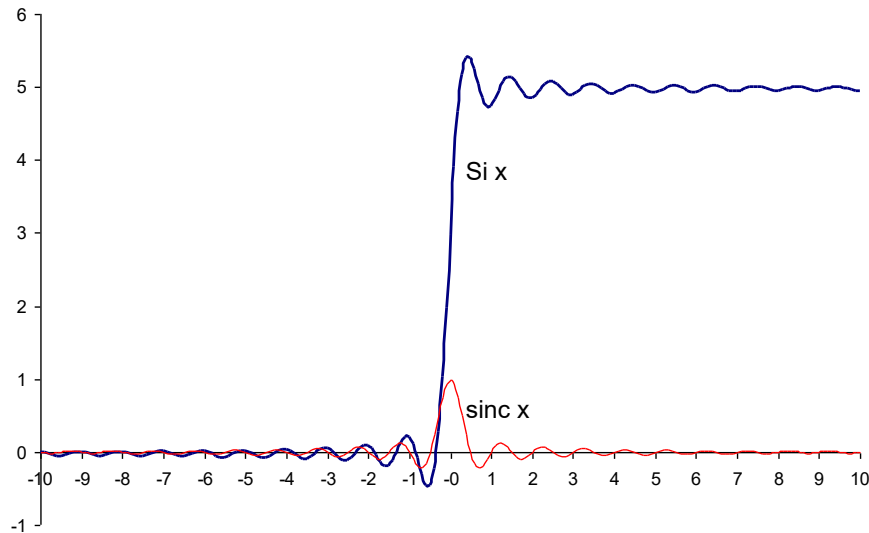


Рис. 2.7 Функція  $\text{sinc } x = \sin x/x$  та функція інтегрального синуса  $\text{Si } x$

З рисунку видно, що частота коливань (чи, якщо завгодно, довжина хвилі) відповідає "частоті зрізу"  $\omega_{\Delta}$ , і, зі зростанням  $x$ , повільно зменшується амплітуда цих коливань (як  $1/x$ ). Величина  $\Delta$  входить у вираз (2.12) лише під знаком функції  $\text{Si}$ , а тому зі зростанням  $\Delta$  хвилі стають дедалі коротшими і "стягуються" до точки розриву, причому амплітуди "пульсацій Гіббса" поблизу розриву не залежить від  $\Delta$  (тобто амплітуди пульсацій Гіббса зі зростанням  $\Delta$  не зменшуються). У свою чергу, чим більше значення частоти пульсацій Гіббса, тим менше значення  $\Delta$ .

Пульсації Гіббса можуть виникати не тільки поблизу розривів, але і в околицях інших особливостей (наприклад, як гострі піки). Ефект Гіббса, безумовно, є небажаним явищем. Його негативна особливість в тому, що він маскує справжній хід функції, створює хибні "деталі" і ускладнює процес подальшої математичної обробки. Тому намагання позбутися ефекту Гіббса, навіть ціною певної втрати точності, стає першочерговою задачею.

Є ще одна суттєва обставина. Якщо  $f(x)$  – довільна, абсолютно інтегрована функція, то послідовність функцій  $f_{\Delta}(x)$ , що задаються інтегралом (2.5), при  $\Delta \rightarrow \infty$  буде, взагалі кажучи, розбіжною (зауважимо, що для багатьох  $\Delta$  функції

$f_{\Delta}$  неінтегровані, і їх треба розраховувати чисельними методами). В формулі зворотного перетворення Фур'є  $f(x) = \frac{1}{2\pi} \int e^{j\omega x} \varphi(\omega) d\omega$  більше немає сенсу.

Однак є варіант, за допомогою якого, виходячи з функції  $\varphi(\omega)$ , можна побудувати й функцію  $f(x)$ . Це підсумовування інтеграла Фур'є за Фейєром [14 – 16]. Суть цього способу полягає в тому, що в інтегралі (2.6) у якості множника береться не прямокутна функція (2.7), а трикутна:

$$\mu(\omega) = \begin{cases} 1 - |\omega|/\gamma, & |\omega| \leq \gamma; \\ 0, & |\omega| > \gamma. \end{cases} \quad (2.13)$$

Виявляється [14], що послідовність функцій  $f_{\gamma}(x)$ , визначених інтегралом (3), завжди сходиться за нормою  $L_2$ , до функції  $f(x)$ .

Тепер функція має вигляд (2.14). Її називають ядром Фейєра [15, 16].

$$M_{\Delta}(x) = \frac{2}{\pi \Delta x^2} \sin^2 \frac{\Delta}{2} x \quad (2.14)$$

Отже, за допомогою множника (2.13) ми в певному сенсі зробили з розбіжного інтегралу Фур'є збіжний. Отже, його можна назвати підсумовуючим множителем, а функцію (2.14) - підсумовуючим ядром. Треба зазначити, що "підсумовуюча здатність" множника (2.13) поширюється і на більш широкі класи функцій [17].

Крім функцій (2.13), (2.14) відомі й інші множники та ядра підсумовування [14].

Зазначимо, що ядро Фейєра (2.14) є невід'ємною функцією. Звідси відразу випливає, що функція згортки цього ядра має ступінчастий характер (2.10), що виражається інтегралом (2.11), та функція є монотонно зростаючою. Іншими словами, при підсумовуванні за Фейєром амплітуда пульсацій Гіббса

зменшується. На цій підставі множник (2.13) і ядро (2.14) можна назвати компонентами, що виконують згладжування.

Але тут є і інша сторона медалі. Згладжуючий множник (2.13), занадто сильно спотворює низькочастотні складові функції. Тому в якості згладжувальних множників, частіше застосовуються інші функції. Відомий, наприклад, так званий  $\sigma$ -множник Ланцоша  $\mu_L(\omega)$  [17]:

$$\mu_L(\omega) = \begin{cases} \frac{\Delta}{\pi} \frac{\sin \frac{\pi}{\Delta} \omega}{\omega}, & |\omega| \leq \Delta; \\ 0, & |\omega| > \Delta. \end{cases} \quad (2.15)$$

Ядром для нього є функція:

$$p_\gamma(x) = \frac{\Delta}{2\pi^2} [\text{Si}(\Delta x + \pi) - \text{Si}(\Delta x - \pi)] \quad (2.16)$$

Тут не слід, однак, забувати про одну істотну обставину. Якщо ми оцінюватимемо різницю між функціями  $f(x)$  і  $f_\gamma(x)$ , наприклад, за нормою простору  $L_2$ , то виявиться (при тому самому значенні  $\Delta$ ), що ця різниця мінімальна у разі, коли  $f_\Delta(x)$  визначається формулою (2.5), тобто коли ефект Гіббса проявляється найвиразніше.

На відрізку, де  $f(x)$  відмінна від нуля, найближче до  $f(x)$  та функція  $f_\Delta(x)$ , яка отримана за допомогою ядра (2.9) (тобто, по суті, за допомогою інтегралу (2.5)). Але поза цього інтервалу найкращий результат дає ядро Ланцоша (2.16). Як і слід очікувати, ядро Фейєра дає найбільш гладку функцію. З цього прикладу ясно видно, що універсального рецепта для вибору множника, що згладжує (або ядра), не існує [18, 19].

Все сказане вище відноситься головним чином до того випадку, коли "обрив" інтеграла Фур'є відбувається на такій частоті, для якої функція ще не

дорівнює нулю. "Обрив" інтеграла викликає помітне спотворення функції  $f(x)$ , яке ніякий згладжуючий множник не зможе виправити [20, 21]. Іноді буває, що такі спотворення в цілому є несуттєвими. Наприклад, при обробці сигналів трапляються випадки, коли високочастотні складові сигналу не мають значення. Тоді, дійсно, основним завданням буде збереження гладкості функції  $f(x)$ , тобто вирішення питання боротьби з пульсаціями Гіббса. Ситуація стає значно простішою тоді, коли "обрив" інтеграла Фур'є виникає на таких частотах, поза якими функція нехтувано мала. В таких випадках ефект Гіббса тут має "залишковий" характер, і його ліквідація може бути досягнута без помітного спотворення функції  $f(x)$ . Можна, наприклад, рекомендувати наступний згладжуючий множник:

$$\mu(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \delta; \\ \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \pi \frac{|\omega| - \delta}{\gamma - \delta} \right), & \delta < |\omega| \leq \gamma; \\ 0, & |\omega| > \gamma. \end{cases} \quad (2.17)$$

Цей множник залежить від параметрів  $\gamma, \delta$ , причому має виконуватися нерівність  $0 \leq \delta \leq \gamma$  (рис. 2.8).

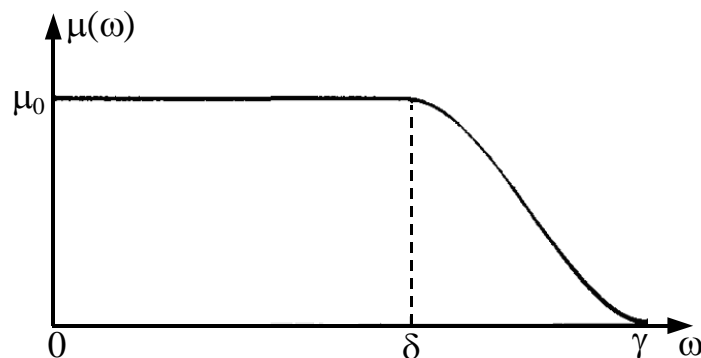


Рис. 2.8 Графік двопараметричного множника згладжування

При умові, якщо  $\delta = \gamma$ , множник (2.17) перетворюється на "прямокутний"; він стає схожим з множником Ланцоша, відрізняючись лише неперервністю першої похідної і, отже, більш швидким згасанням коливань відповідного ядра  $p(x)$ . Загалом, чим ближче  $\delta$  до  $\gamma$ , тим менше спотворюється функція  $\varphi(\omega)$  (отже, і  $f(x)$ ), але тим більше небезпека виникнення гіббсівських осциляцій. Тут дуже важливо знати, яка частка загальної енергії сигналу міститься у межах кожної з пелюсток спектральної діаграми. Тоді можна висувати й обґрунтовувати критерії вибору спектрально-ефективних сигналів, зокрема, безумовно, OFDM-сигналів.

### 2.3 Вибір та обґрунтування спектрально-ефективних OFDM-сигналів

Успіх впровадження безпроводових мереж на сьогодні в більшості залежить від розробки технологій та рішень для множинного доступу до безпроводового середовища та затвердження і впровадження відповідних стандартів. З розвитком технологій штучного інтелекту, комп'ютерного бачення, віртуальної та доповненої реальності в різних галузях народного господарства надзвичайно актуальним лишається впровадження сучасних безпроводових технологій. При впровадженні передових технологій слід враховувати особливості побудови таких мереж та особливі вимоги, які визначаються стандартами:

- для традиційних мереж виробничого призначення не існує єдиного стандарту. Вони підтримують три рівні моделі ISO-OSI: фізичний, каналний (передачі даних) та прикладний і працюють при цьому за своїми власними протоколами верхнього рівня;
- надійність передачі даних на фізичному і каналному рівнях моделі OSI виступає одним з ключових параметрів якості роботи мережі;
- розстановка пріоритетів з якості обслуговування. Для мереж з різнорідними даними (голос, відео, дані), як правило, вищий пріоритет віддається даним.

При проектуванні безпроводових мереж, в тому числі для виробничого застосування необхідно також враховувати наступні фактори:



- максимальне значення інтенсивності обміну даними;
- потреба у використанні джерел електроживлення різної потужності;
- можливості гнучкої модернізації та зміни топології радіомережі. Бажано забезпечити запас у вигляді часткової надмірності зв'язків, що сприятиме зростанню надійності функціонування радіомережі протягом тривалого часу. Також необхідно передбачити можливість впровадження принципів самоорганізації мережі, що спростить введення в дію кінцевих об'єктів (безпроводових давачів, сенсорів та виконавчих механізмів).

Діючі стандарти безпроводових мереж, забезпечують дотримання вимог організації передачі та обробки даних на фізичному рівні та, у деякій мірі, на підрівнях MAC і РНУ канального рівня передачі даних. Сюди відносяться вимоги, що висувуються при розробці та проектуванні безпроводових мереж щодо вдосконалення методів синтезу та аналізу радіосигналів як матеріальних носіїв інформації, що переносяться у вільному середовищі. Нижче у розділі будуть розглянуті найбільш актуальних проблеми, що найчастіше виникають у безпроводових мережах, а саме проблеми зі спектральною ефективністю сигналів, завадозахищеністю та електромагнітною сумісністю.

Як вже зазначалося вище, технологія мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів є цифровою схемою модуляції з використанням близько розташованих піднесучих [12]. Збереження порівняно низької символної швидкості окремої піднесучої при високій загальній швидкості передачі даних впливає на спосіб обраної модуляції. Тому в роботах [22, 23] розглядається питання багатокритеріальної оптимізації енергетичної та спектральної ефективності.

Практично в усіх згаданих роботах робиться наголос лише на енергетичній чи спектральній ефективності сигналу, які часто бувають протиставлені одна одній. Необхідно відмітити, що у рекомендаціях Міжнародної спілки електрозв'язку [24] вказується, що для радіосистем немає сенсу порівнювати ефективність використання спектру, коефіцієнт використання спектру та відносну спектральну ефективність. Спектральна ефективність, не зважаючи на

те, що вона виступає важливим чинником, не може бути єдиним параметром, який підлягає розгляду та оптимізації. Треба брати до уваги ще вартість, сумісність та доступність радіотехнічного обладнання, та інші його техніко-експлуатаційні характеристики.

Провівши аналіз літературних джерел за темою дослідження, було зроблено наступні висновки:

1. Аналіз властивостей перетворення Фур'є однозначно вказує на те, що довжина сигналу та ширина його спектру пов'язані між собою обернено пропорційною залежністю, що є цілком очевидним. Потребують визначення самі поняття довжини та ширини спектру сигналу. На практиці в галузі телекомунікацій застосовуються різні визначення, вибір яких залежить, перш за все, від швидкості спадання спектральної щільності [25]. Так оцінка енергетичного критерію пов'язана з визначенням ширини смуги частот, у якій міститься певна частка повної енергії сигналу, та врахуванням протяжності залишків спектру поза даною смугою. Крім того, ключовим питанням є розподіл енергії сигналу по частоті та в часі.

2. При отриманні суми загального ряду Фур'є, яким описується OFDM-сигнал, треба пам'ятати, що ряд Фур'є неперервної функції не завжди буде збігатися. Це означає, що функцію OFDM-сигналу неможливо отримати безпосередньо від підсумовування ряду Фур'є для всіх випадків. Ця задача розв'язується методом Фейєра, підсумовуванням середніх арифметичних [26, 27].

Таким чином, метод Фейєра, може, по-перше, допомогти розрахувати часткові суми сигнальної функції, а, по-друге, провести порівняльний аналіз різних сигнальних функцій за критеріями енергетичної та спектральної ефективності. Мета даного підрозділу дисертації полягає у розв'язанні цих завдань.

Розглянемо деяку  $2\pi$ -періодичну неперервну функцію  $f_p(t)$ , розклад у ряд Фур'є якої може бути отриманий у вигляді:

$$f_p(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nt + b_n \sin nt). \quad (2.18)$$

Нехай існує деяка послідовність часткових сум  $\Sigma_k$  ( $k=1,2,\dots,K$ ,  $K < \infty$ ) ряду Фур'є цієї функції  $f_p(t)$ :

$$\Sigma_k(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^k (a_m \cos mt + b_m \sin mt).$$

Розрахуємо середньоарифметичне часткових сум  $\Sigma_k$ :

$$\Sigma_K(x) = \frac{\Sigma_0(x) + \Sigma_1(x) + \dots + \Sigma_{K-1}(x)}{K}. \quad (2.19)$$

Для довільного значення  $K$  вираз виду (2.19) називається сумою Фейєра функції  $f_p(t)$ . У відповідності до теореми Фейєра говоримо, що суми Фейєра для  $2\pi$ -періодичної функції  $f_p(t)$  будуть збігатися до  $f_p(t)$  рівномірно на всій осі.

В даному випадку застосування теореми Фейєра розглядаємо як модифікацію теореми Вейерштраса про апроксимацію неперервних функцій тригонометричними поліномами. Теорема Вейерштраса показує, що будь-яка з неперервних функцій може виступати як рівномірна межа певної сукупності тригонометричних поліномів. Тоді як теорема Фейєра вказує на послідовність, яка володіє цією властивістю і це послідовність сум Фейєра (2.19).

Отже, за теоремою Фейєра для функції  $f_p(t)$  в межах точки неперервності  $t_0$ , її ряд Фур'є, рівномірно збігається до  $f_p(t_0)$ . Якщо у деякій точці  $t_g$  буде існувати розрив першого роду, в такому випадку ряд Фур'є збігається до

$$f_p(t_g) = \frac{f_p(t_g + \varepsilon) + f_p(t_g - \varepsilon)}{2}, \text{ де } \varepsilon \text{ – мала крайність точки } t_g.$$

За таких умов не можна гарантувати виконання умови рівномірної збіжності ряду Фур'є, що було виділено Лебегом. Було показано, що для будь-якої функції, що підсумовується, її ряд Фур'є збігається до  $f_p(t)$  практично завжди.

Треба зауважити, що на практиці кількість розривів першого роду OFDM-сигналу як  $2\pi$ -періодичної функції  $f_p(t)$  завжди буде скінченим, тому винятків в практиці моделювання не зустрічалося.

Для демонстрації прикладу застосування результатів розглянутої теореми Фейєра, покажемо часткову суму  $\Sigma_k$  у формі визначеного інтегралу Фейєра що, по суті, є інтегралом згортки розглядуваної функції з ядром:

$$\Sigma_k(t) = \frac{1}{2\pi k} \int_{-\pi}^{\pi} \left( \frac{\sin k \frac{\tau}{2}}{\sin \frac{\tau}{2}} \right)^2 f(t + \tau) d\tau, \quad (2.20)$$

Ядро цього інтегралу відповідно, буде називатись ядром Фейєра:

$$\Phi_k(t) = \frac{1}{2\pi k} \left( \frac{\sin k \frac{\tau}{2}}{\sin \frac{\tau}{2}} \right)^2, \quad (2.21)$$

Згідно проведеного дослідження проведено аналіз OFDM-сигналу. Наведені результати показано на рис. 2.9. Тут зображені графіки розкладання OFDM-сигналу з 5 піднесучими в ряд Фур'є, що містить 5 членів. В такому випадку умова ортогональності не дотримується: бічні пелюстки парціальних спектрів перетинаються у таких точках, в яких їх значення не рівні нулю і є довільними.

При прямому підсумовуванні п'яти членів ряду ми отримали результуючий графік сигналу, який зображений на рис. 2.10.

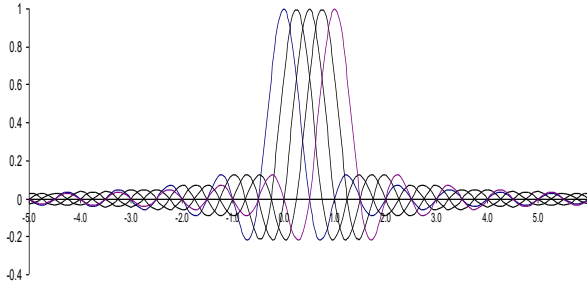


Рис.2.9 Графіки п'яти піднесучих OFDM-сигналу

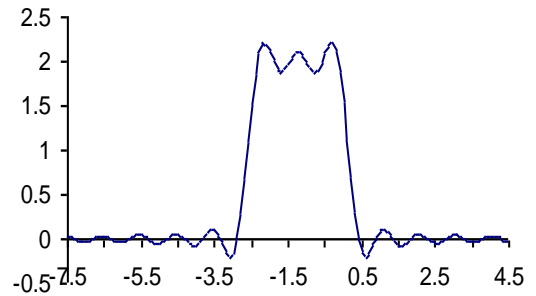


Рис.2.10 Графік сумарного сигналу

Проведено порівняння результатів підсумовування за методом середньоарифметичних часткових сум. Досліджено ядро Фейєра, графік ядра Фейєра, що зображений на рис. 2.11 було розраховано за формулою (2.21) (для випадку  $k = 1$ ).

Якщо характеристики реального ядра Фейєра узгодити з характеристиками вибраного OFDM-сигналу, то отримаємо графік у вигляді, зображеному на рис. 2.12. З отриманих рисунків видно, що обвідна функції при деякому спрощенні подібна до графіків cos-квадратного або гаусівського імпульсу.

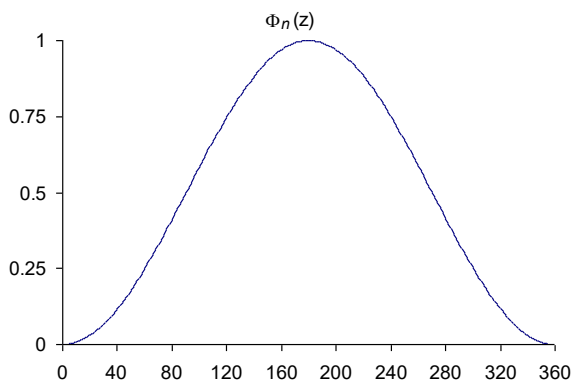


Рис.2.11 Графік ядра Фейєра;  $k = 1$

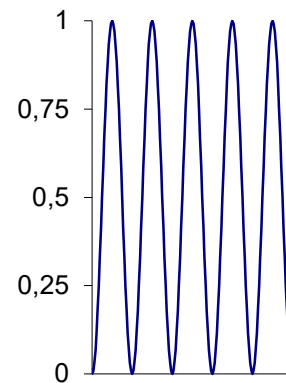


Рис.2.12 Графік ядра Фейєра;  $k = 5$

За допомогою виразу (2.22) було обчислено дані для побудови графіків розкладу OFDM-сигналу на 5 неортогональних піднесучих (рис. 2.13). Крім того, отримано графік сумарного сигналу з застосуванням процедури згладжування по Фейєру (рис. 2.14). З рис. 2.12 та 2.13 видно, що використання згладжуючого

ядра Фейєра помітно зменшує величину викидів бічних пелюсток піднесучих. Отже, результуючий відновлений сигнал має форму більш близьку до прямокутної в границі горизонтальної частини імпульсу. Лінії імпульсу, набувають монотонного вигляду, втрачаючи коливальний характер. Бачимо з графіку, що сумарний сигнал логічно розширюється на низькому рівні бічних пелюсток.

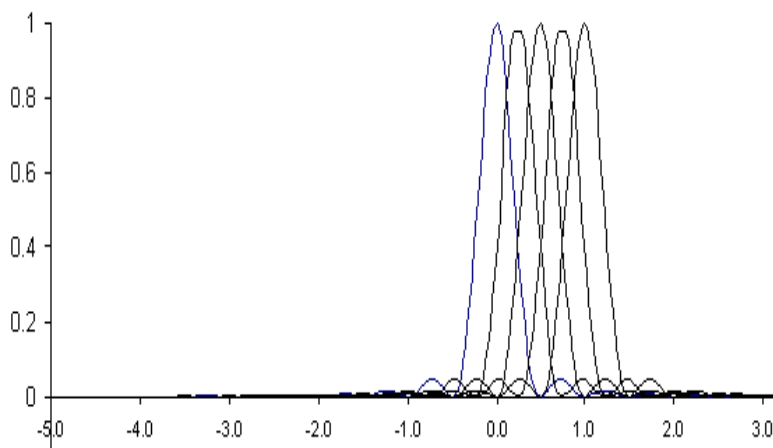


Рис.2.13 Графіки 5 піднесучих OFDM-сигналу зі згладжуючим ядром Фейєра

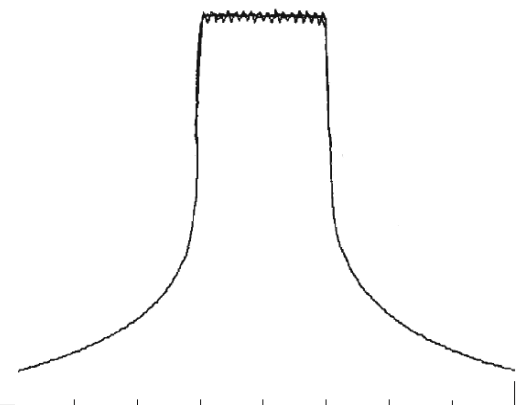


Рис.2.14 Графік сумарного сигналу зі згладжуючим ядром Фейєра

Отже, можна зробити висновок, що значення спектральної ефективності сигналу покращується. Для отримання порівняльних кількісних оцінок треба провести додаткові дослідження, але вже зараз видно, що при оцінці критерію ефективності частотно-часового розподілу енергії сигналу конфліктів між енергетичною та спектральною ефективністю не спостерігається.

## Висновки до розділу 2

1. Для вирішення задачі спільного доступу для багатьох користувачів когнітивної радіосистеми з підтриманням ефективних рівнів співвідношення сигнал/шум в каналі зв'язку розроблено метод квазіортогонального частотного розділення каналів. Метод дозволяє значно знизити кількість появи частотних колізій та дозволяє збільшити абонентську ємність когнітивної радіосистеми за

рахунок паралельної роботи субканалів в загальній смузі частот, кожен з яких має свою кількість абонентів.

2. Реалізація методу квазіортогонального частотного розділення каналів досить складна, збільшення пропускної здатності системи зв'язку відбувається за рахунок одночасного паралельного використання абонентами однієї мережі різних неоднакових варіантів розподілу піднесучих частот. З використанням нелінійного розподілу піднесучих частот пропускна здатність каналу істотно підвищується (у півтора – два рази); недоліком є незначне (на 7% – 8%) погіршення якості передачі інформації.

3. Запропоновано новий алгоритм створення ансамблю складних сигналів, в якому враховуються значення ширини підканалів у частотних планах при збереженні їх низької взаємодії в частотній області та отримано графічну інтерпретацію методу.

4. Розглянуто завдання вивчення спектральної ефективності OFDM-сигналів зі згладжуванням. Для здійснення процедури згладжування були використані функції, сформовані на основі методу Фейєра. Показано, що при застосуванні теореми Фейєра до аналізу рядів Фур'є гарантовано відбувається рівномірний (монотонний) збіг часткових сум ряду до функції, яка розкладається. Тут ядро Фейєра виступає інструментом підвищення спектральної ефективності сигналів. Доведено, що використання методу є зручними і ефективними для відновлення сигналів коли число членів ряду є обмеженим. За допомогою розрахунку показано, що при згладжуванні на основі ядра Фейєра вихідний сигнал набуває форми близької до гаусівського сигналу, така форма є корисною для оптимального розподілу енергії сигналу за частотою та часом.

### РОЗДІЛ 3

## МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ЗБІГІВ ПОЗИЦІЙ ЧАСТОТНИХ ПІДНЕСУЧИХ ПРИ QOFDM

В третьому розділі представлено розроблений метод визначення збігів позицій частотних піднесучих, завдяки якому на етапі формування частотних планів мережі отримуємо зменшення рівня внутрішньосистемних завад. Метод включає процедуру попарного порівняння частотних планів ансамблю сигналів при виконанні QOFDM.

Було розроблено метод квазіортогонального доступу на піднесучих частотах, в основі якого лежить принцип нульової ортогональності між частотними позиціями [1]. Однією із проблем формування сигналу з використанням методу квазіортогонального доступу на піднесучих частотах є визначення співпадіння позицій в різних частотних планах ансамблю. В результаті попарного порівняння різних варіантів розподілу піднесучих частот виникає необхідність виявлення збігів певної кількості частотних позицій та подальше їх виключення зі смуги частот у тому випадку, якщо кількість збігів в частотному плані буде більшою, ніж очікується. Для вирішення такої задачі пропонується використати метод, описаний нижче.

Через динамічну зміну навантаження в когнітивних радіомережах може з'являтися явище частотних колізій, яке може викликати збільшення рівня внутрішньосистемних завад [1, 4, 7]. Тому пропонується використати метод QOFDM, тому що він дозволяє вирішити задачу збільшення пропускну здатності системи та зменшення рівня внутрішньосистемних завад, які визначаються рівнем взаємної кореляції позицій різних частотних планів. При цьому постає завдання виявлення збігу позицій при попарному порівнянні різних частотних планів. Але не існує відомих джерел, в яких описано суть методу визначення збігів частотних позицій піднесучих для квазіортогонального частотного розділення каналів з мультиплексуванням.



### 3.1 Розробка методу визначення позицій частотних піднесучих при QOFDM

В результаті реалізації різних варіантів розподілу піднесучих частот постає проблема виявлення співпадінь позицій в частотних планах ансамблю. Для розв'язання цієї задачі було використано вирази (3.1), (3.2), (3.3).

Коефіцієнт співпадіння виражається у вигляді визначеного інтегралу на проміжку смуги частот від  $F_{min}$  до  $F_{max}$  добутку  $i$ -го та  $j$ -го частотних планів, де  $\Delta$  - встановлений крок між позиціями в  $j$ -ому частотному плані.

$$B_{ij}(\Delta f) = \int_{F_{min}}^{F_{max}} S_i(\Delta f_i) \cdot S_j(\Delta f_j - \Delta) d\Delta f, \quad (3.1)$$

де  $\Delta$  - крок інтегрування.

При цьому, вважаємо, що обчислення коефіцієнта збігу визначається у момент нульового відліку частотних планів, які порівнюються, тобто  $\Delta f = 0$ .

При цьому повинна виконуватись умова (2.3) [1, 2]

$$B_{ij}(\Delta f) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i \cdot n_j}},$$

Якщо умова (2.3) виконуватиметься, тоді треба очікувати одночасного співпадіння не більше однієї позиції кожного частотного плану.

Будемо вважати, що частотні позиції співпали у випадку, коли результуючі суми частотних інтервалів  $i$ -го та  $j$ -го частотних планів виявляються рівними.

Частотні позиції, які співпали, визначаються згідно з виразом (3.2)

$$F_{ij} = \sum_{k=1}^{n_i} \Delta f_{ik} = \sum_{m=1}^{n_j} \Delta f_{jm}, \quad (3.2)$$

де  $k_i \neq m_j$ ;

$$k \in f(10^9 \dots 1,001 \times 10^9) \text{Гц};$$

$$m \in f(10^9 \dots 1,001 \times 10^9) \text{Гц};$$

$F_{ij}$  - частотна позиція, яка співпала при попарному порівнянні  $i$ -го та  $j$ -го

частотних планів;

$k$  - кількість піднесучих в  $i$ -ому частотному плані;

$m$  - кількість піднесучих в  $j$ -ому частотному плані;

$\sum_{k=1}^{n_i} \Delta f_{ik}$  - сума частотних інтервалів  $i$ -го частотного плану до піднесучої, яка

співпала з піднесучою  $j$ -го частотного плану;

$\sum_{m=1}^{n_j} \Delta f_{jm}$  - сума частотних інтервалів  $j$ -го частотного плану до піднесучої,

яка співпала з піднесучою  $i$ -го частотного плану.

Для визначення місця збігу частотних позицій, які співпали при попарному порівнянні, наприклад, чотирьох частотних планів повинна вирішуватись система рівнянь (3.3)

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{12} = \sum_{k=1}^{n_i} \Delta f_{1k} = \sum_{m=1}^{n_2} \Delta f_{2m}, \\ F_{13} = \sum_{k=1}^{n_i} \Delta f_{1k} = \sum_{m=1}^{n_3} \Delta f_{3m}, \\ F_{14} = \sum_{k=1}^{n_i} \Delta f_{1k} = \sum_{m=1}^{n_4} \Delta f_{4m}, \\ F_{23} = \sum_{k=1}^{n_2} \Delta f_{2k} = \sum_{m=1}^{n_3} \Delta f_{3m}, \\ F_{24} = \sum_{k=1}^{n_2} \Delta f_{2k} = \sum_{m=1}^{n_4} \Delta f_{4m}, \\ F_{34} = \sum_{k=1}^{n_3} \Delta f_{3k} = \sum_{m=1}^{n_4} \Delta f_{4m}. \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Частотні позиції співпадуть, коли результати рівнянь будуть однаковими.

Нехай  $k = a$  та  $m = b$ .

Тоді вираз (3.1) для попарно порівняних планів буде мати вигляд (3.4):

$$\left\{ \begin{array}{l} a \cdot \Delta f_{1a} = b \cdot \Delta f_{2b} = F_{12}, \\ a \cdot \Delta f_{1a} = b \cdot \Delta f_{3b} = F_{13}, \\ a \cdot \Delta f_{1a} = b \cdot \Delta f_{4b} = F_{14}, \\ a \cdot \Delta f_{2a} = b \cdot \Delta f_{3b} = F_{23}, \\ a \cdot \Delta f_{2a} = b \cdot \Delta f_{4b} = F_{24}, \\ a \cdot \Delta f_{3a} = b \cdot \Delta f_{4b} = F_{34}. \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Для першого частотного плану в парі, яка порівнюється, за формулою (3.3) виразимо номери частотних піднесучих  $a$ , що співпали:

$$\left\{ \begin{array}{l} a = \frac{b \cdot \Delta f_{2b}}{\Delta f_{1a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{3b}}{\Delta f_{1a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{4b}}{\Delta f_{1a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{3b}}{\Delta f_{2a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{4b}}{\Delta f_{2a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{4b}}{\Delta f_{3a}}. \end{array} \right. \quad (3.5)$$

Також виразимо для іншого частотного плану в парі, яка порівнюється, номери частотних піднесучих  $b$ , що співпали:

$$\left\{ \begin{array}{l} b = \frac{a \cdot \Delta f_{1a}}{\Delta f_{2b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{1a}}{\Delta f_{3b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{1a}}{\Delta f_{4b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{2a}}{\Delta f_{3b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{2a}}{\Delta f_{4b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{3a}}{\Delta f_{4b}}. \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Таким чином можна визначити частотні позиції, які співпадуть для різних сигналів.

Після виконання цієї операції маємо номери частотних позицій, які співпали. Таким чином можна визначити частотні позиції, які співпадуть при порівнянні різних сигналів в ансамблі.

На основі розрахунку та аналізу співпадаючих позицій, можна стверджувати, що між двома порівнюваними планами завжди буде проявлятися співпадіння не більше ніж по одній частотній позиції. Отже, загальна кількість частот, в яких виявлено збіги, буде дорівнювати на одиницю менше ніж кількість частотних планів в ансамблі.

Було використано програмне середовище Matlab для проведення розрахунків. В результаті моделювання було визначено піднесучі частоти, що співпали при попарному порівнянні чотирьох частотних планів. Результати розрахунку наведено в табл. 3.1 та на рис. 3.1.

## Результати розрахунку позицій частот, які співпали

$F_{ij}$	$F_{12}$	$F_{13}$	$F_{14}$	$F_{23}$	$F_{24}$	$F_{34}$
$F_{ij}, \text{Гц}$	440000	440000	605000	423000	141000	516000

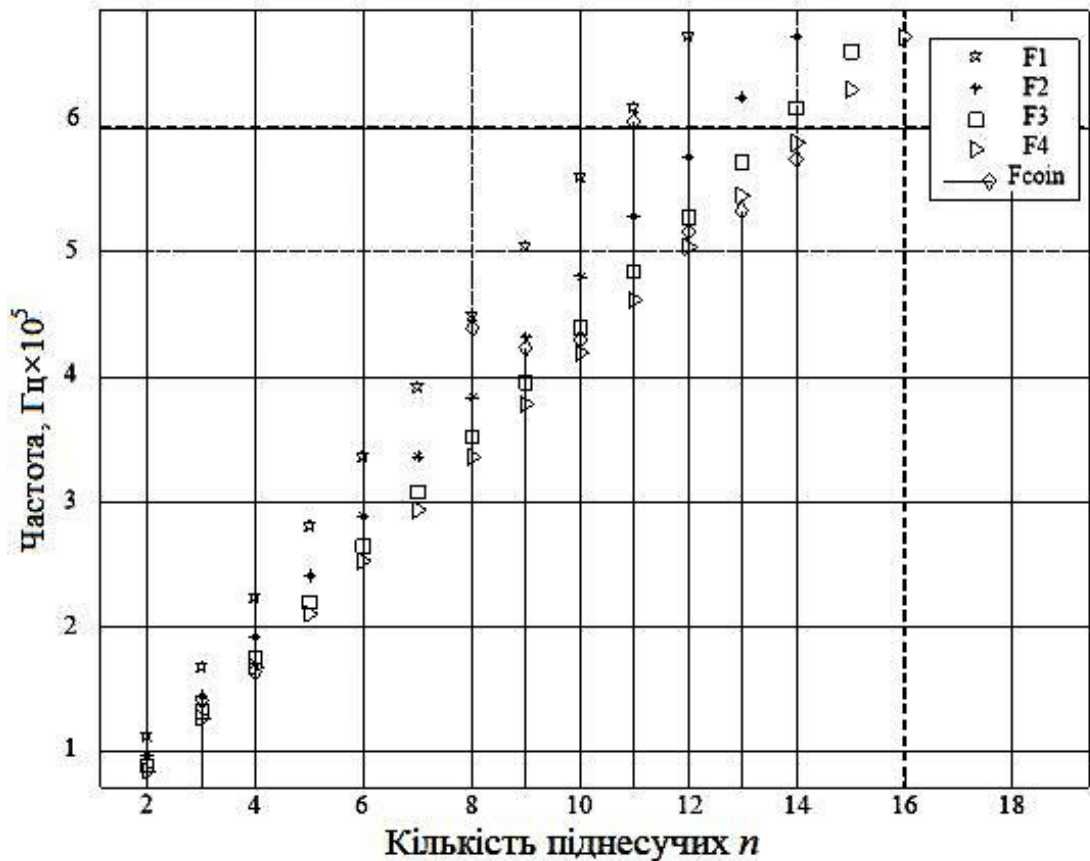


Рис. 3.1. Результати розрахунку позицій частот, які співпали при попарному порівнянні чотирьох частотних планів

В табл. 3.2 та на рис. 3.2 відображено результати оцінки коефіцієнтів збігів при моделюванні (результати моделювання) та розрахунку (результати розрахунку).



Проаналізувавши отримані результати, можна зробити висновок про те, що залежність значення коефіцієнта збігу позицій в частотних планах від кількості частотних піднесучих в цих частотних планах є обернено пропорційною, тобто  $B_{12}$  – коефіцієнт збігу з найбільшим значенням, а 1-й та 2-й частотні плани мають найменшу кількість піднесучих частот). Найменше значення коефіцієнта збігу  $B_{34}$  мають частотні плани 3 та 4, тобто ті, які мають найбільшу кількість піднесучих частот.

Для того, щоб оцінити ефективність використання ресурсу частот при умові впровадження квазіортогонального доступу на піднесучих частотах потрібно спочатку вивчити ступінь впливу внутрішньосистемних перешкод для різних значень ширини смуг підканалів між різними частотними планами. Для цього було розроблено модель каналу, що складалася з 4-х підканалів. Показано зміну ступеня взаємної кореляції між підканалами. Було проведено розрахунок функції взаємної кореляції [3 – 5] дало змогу оцінити рівень схожості частотних планів. Використано математичний механізм оснований на теорії кореляційного аналізу.

Найбільший теоретичний та практичний інтерес представляють похибки відновлення сигналів після прийому та опрацювання цифровими методами. Неабиякий інтерес також представляє порівняння факторів впливу частоти дискретизації та числа членів ряду розкладання.

### **3.2 Аналіз похибок відновлення OFDM-сигналів**

Членами ряду, що представлено на рис. 3.3 є функції виду  $\text{sinc } x = \sin x/x$ , інваріантні до часового зсуву. Відповідний ряд формується на підґрунті теореми Котельникова, яка широко використовується при аналізі електричних сигналів [6].

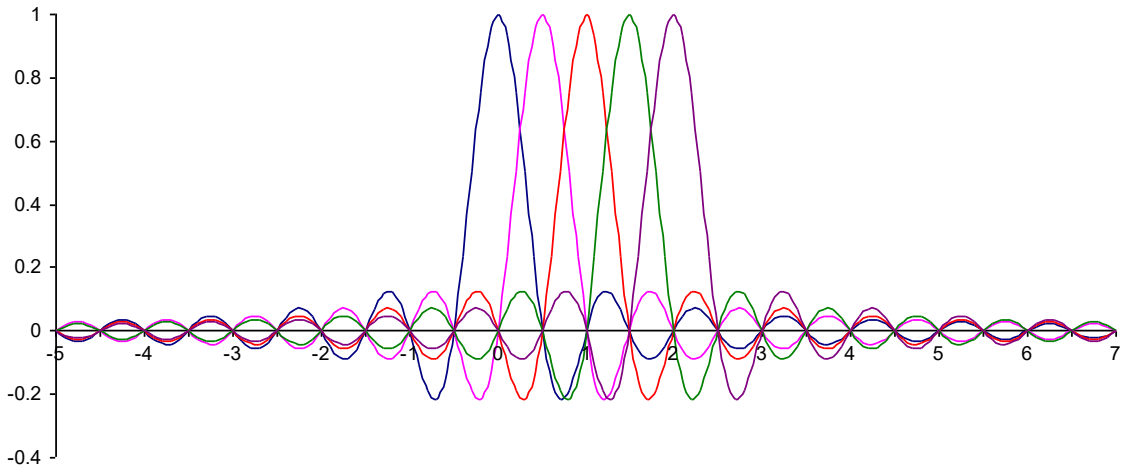


Рис. 3.3 Графік п'яти членів ряду розкладання прямокутного імпульсу. Частота дискретизації  $f_d = 2/\tau_p$

Розкладання саме в ряд Котельникова - найбільш природний та наочний інструмент для формування дискретного сигналу, його відновлення на приймальній стороні та для аналізу його параметрів, тому що амплітудно-частотний спектр прямокутного імпульсу описується функцією  $|\text{sinc}(x)| = |\sin(x)/x|$ .

При виборі частоти дискретизації за теоремою Котельникова умова ортогональності виконується, і тому ймовірність появи похибки відновлення сигналу (нев'язка відновлення) стає мінімальною. Тільки число членів розкладання впливає на величину похибки відновлення сигналу. На рис. 3.4 зображено графіки вихідного сигналу (штрихова лінія) та відновленого сигналу (суцільна лінія), а на рис. 3.5 – графік модулю невідновлення.

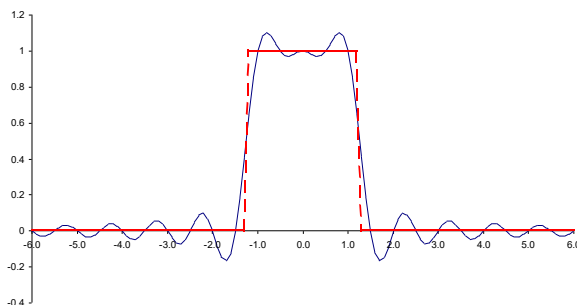


Рис. 3.4 Графіки вихідного сигналу та відновленого сигналу

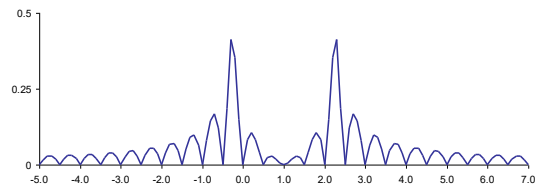


Рис. 3.5 Графік модулю невідновлення



Зверніть увагу на пульсації Гіббса [7], що виникають при обмеженні числа членів ряду розкладання. Вони мають наступні особливості:

- огинача загасань пульсацій близька до огиначаючої амплітудно-частотного спектру вихідного сигналу;
- частота першого відкинутого члену ряду близька до частоти пульсацій;
- збільшення числа членів розкладання не впливає на значення амплітуди головної пелюстки пульсацій. В цьому можна практично переконатися при аналізі пульсацій при різній кількості членів розкладання (див. графіки нижче).

Функція модулю нев'язки відновлення має вигляд (3.8):

$$\varphi_{div}(t) = |g_{\varepsilon}(t) - g(t)|, \quad g(k) = g(k\Delta t_{discr}), \quad 1 \leq k \leq 5, \quad (3.8)$$

де  $g(t)$ ,  $g_{\varepsilon}(t)$  – вихідний сигнал та відновлений сигнал відповідно;  
 $g(k\Delta t_{discr}), 1 \leq k \leq 5$  – набір з п'яти дискретних відліків неперервного сигналу.

Евклідова норма [8] відстані між  $g(t)$  та  $g_{\varepsilon}(t)$  визначається за виразом

$$\delta_{g\varepsilon} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} [g_{\varepsilon}(t) - g(t)]^2 dt}, \quad (3.9)$$

а відносний квадрат норми відстані між  $g(t)$  та  $g_{\varepsilon}(t)$  – за виразом

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = \delta_{g\varepsilon}^2 / \|g(t)\|^2, \quad -t_{\max} \leq t \leq t_{\max}, \quad |t_{\max} < \infty|. \quad (3.10)$$

Чим більше число членів ряду розкладання, тим відновлений сигнал буде більш точно повторювати вихідний сигнал [8]. На рис. 3.6 зображено графіки вихідного сигналу (прямокутного імпульсу одиничної довжини) та відновленого сигналу при розкладанні в ряд з 21 членом. На рис. 3.7 зображений графік нев'язок відновлення сигналу.

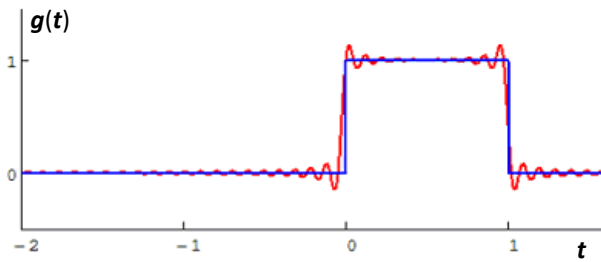


Рис. 3.6 Графіки вихідного та відновленого сигналів

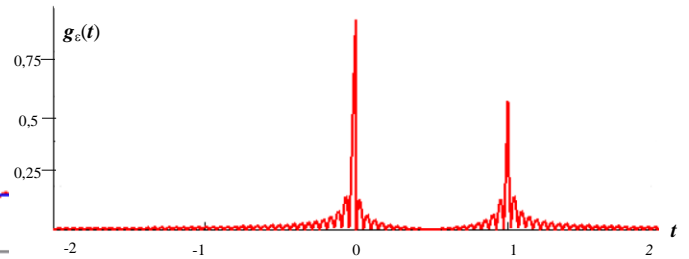


Рис. 3.7 Графік нев'язок відновлення

При проведенні розрахунків за формулами (3.8 – 3.10) встановлено, що, проводячи процедуру відновлення сигналу, при зростанні частоти дискретизації середній квадрат евклідової відстані між вихідним та відновленим сигналами зменшується, причому доволі швидко (див. рис. 3.8).

Взагалі, очікуємо, що точність відновлення сигналу краща при більшій частоті дискретизації. Однак, існують ще й інші фактори впливу.

По-перше, вимоги до швидкодії пристроїв цифрового опрацювання сигналів зростають при збільшенні частоти дискретизації. Також, зростає шкідливий вплив різного роду завад, які заважають роботі широкосмугових систем [9, 10]. Тому обирати значення частоти дискретизації сигналів у системах з багатьма піднесучими треба опираючись на системний підхід, з урахуванням всіх нюансів та прийняття компромісних рішень.

Розподіл енергії у спектрі та точність відновлення сигналу

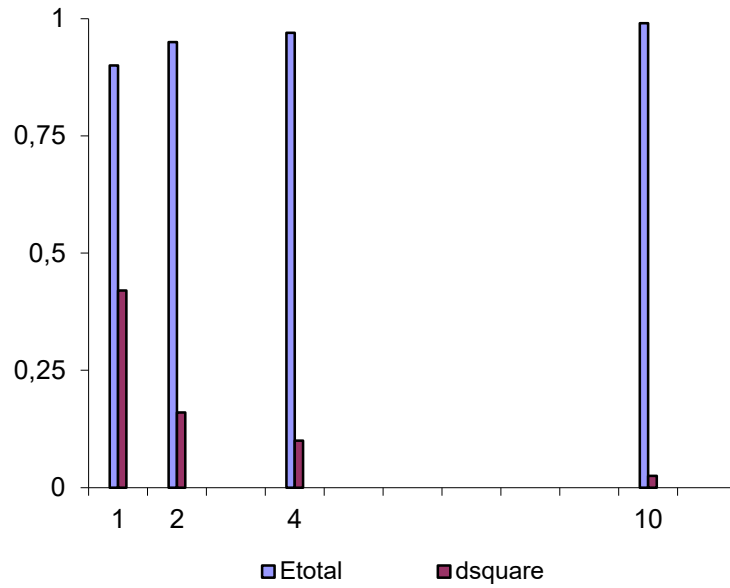


Рис. 3.8 Графік залежності квадрату евклідової відстані  $d_{square}$  між вихідним та відновленим сигналами від частоти дискретизації

На рис. 3.9 - 3.11 представлено дослідження розкладання в ряд з п'яти членів, коли умови теореми Котельникова не дотримуються.

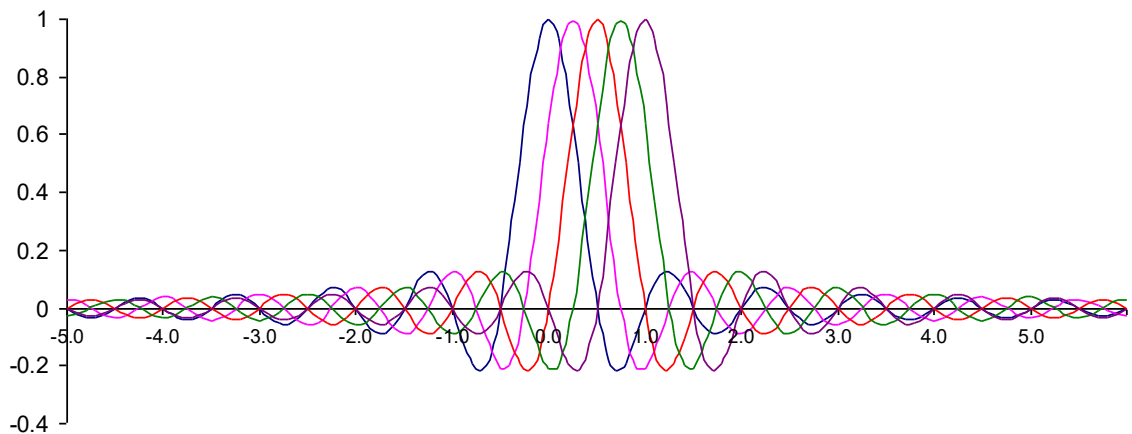


Рис. 3.9 Графік п'яти членів ряду розкладання прямокутного імпульсу. Частота дискретизації  $f_d = 1/\tau_p$

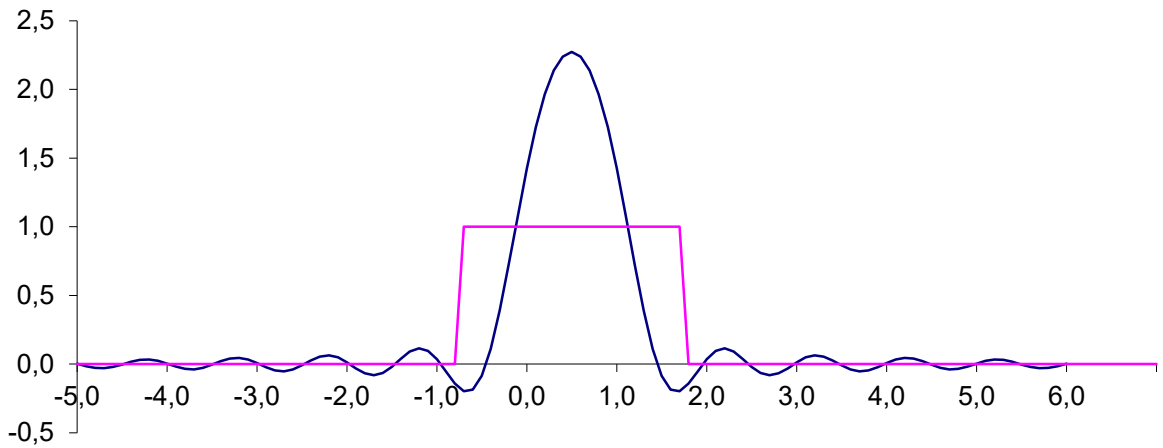


Рис. 3.10 Графіки вихідного сигналу (прямокутний імпульс) та відновленого сигналу після його опрацювання на приймальній стороні. Частота дискретизації

$$f_d = 1/\tau_p$$

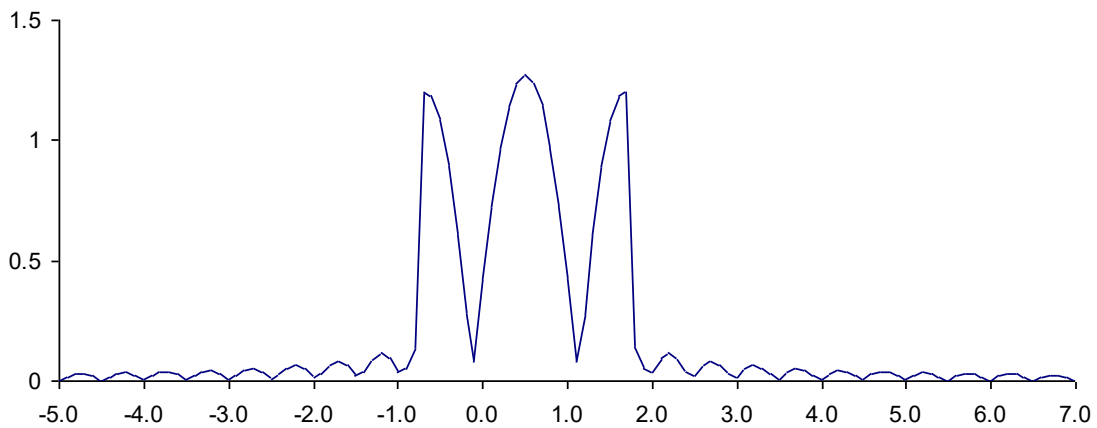


Рис. 3.11 Графік нев'язки відновлення сигналу

Результати досліджень свідчать про те, що при невиконанні умов ортогональності системи базисних функцій, Евклідова норма відстані між  $g(t)$  та  $g_\varepsilon(t)$  (3.9) виходить за рамки припустимості, а збільшення числа членів розкладання в ряд вже не є таким ефективним рішенням.

Особливо сильно це помітно при наявності розривів (навіть першого роду) у сигнальних функціях, таких, як, наприклад, прямокутні імпульси. Крутизна перепадів втрачає чіткість, стає «розмитою», оскільки вона не може бути більше, ніж крутизна останньої утриманої гармоніки ряду

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g\left(\frac{n}{2f_{g \max}}\right) \frac{\sin\left[2\pi f_{g \max}\left(t - n/2\pi f_{g \max}\right)\right]}{2\pi f_{g \max}\left(t - n/2\pi f_{g \max}\right)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n\Delta t)\varphi_n(t). \quad (3.11)$$

З обох сторін "розмитих" перепадів без чітко виявленої крутизни фронту сигналу з'являються викиди і пульсації з частотою, близькою до частоти першого відкинутого члену ряду.

Збільшення числа членів ряду розкладання може позитивно вплинути на результати, але гарантувати монотонне покращення ситуації з похибками відновлення в принципі немає можливості. На рис. 3.12 та 3.13 наведені графіки розкладання в ряд з 11 членами та 21 членом.

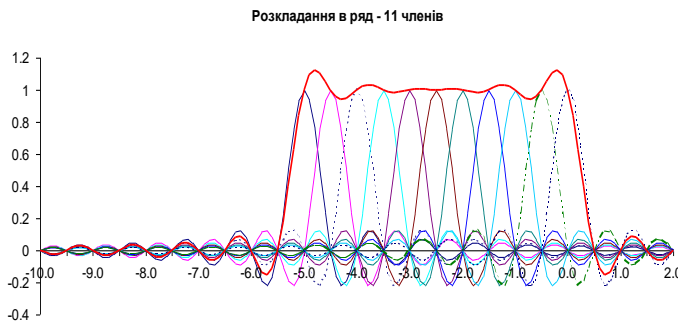


Рис. 3.12 Графіки 11 членів розкладання

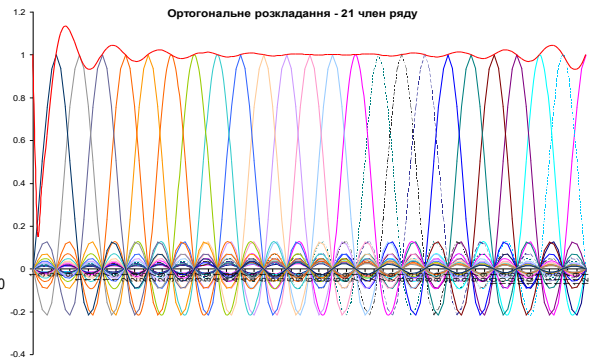


Рис. 3.13 Графіки 21 члену розкладання

Якщо частотний зсув між сусідніми членами ряду буде дорівнювати  $\Delta f = 1/\tau_p$ , то умова теореми Котельникова не буде виконана. А, отже, і ортогональність розкладання також не досягається, проте зберігається інваріантність [11 – 13] до часового зсуву, обумовлена властивостями базисних функцій розкладання. Приймаючи до уваги цю інформацію, бічні пелюстки парціальних спектрів перетинаються у точках, де їх значення є довільними та не дорівнюють нулю.

З порушенням умов ортогональності підсумовування членів ряду дає незадовільні результати стосовно похибок відновлення сигналу.

Отже, можна зробити висновок про те, що ключовою вимогою є не стільки вибір якомога більшої частоти дискретизації, скільки дотримання цілочисельності співвідношень між частотою дискретизації та шириною основної та бічних пелюсток спектру сигналу [14].

### 3.3 Залежність похибок відновлення від структури OFDM-сигналу

Було проведено аналіз залежності максимальних викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції частотних планів при різному значенні ширини смуг підканалів та кількості піднесучих частот в частотних планах. Результати аналізу графічно показано на рис. 3.14.

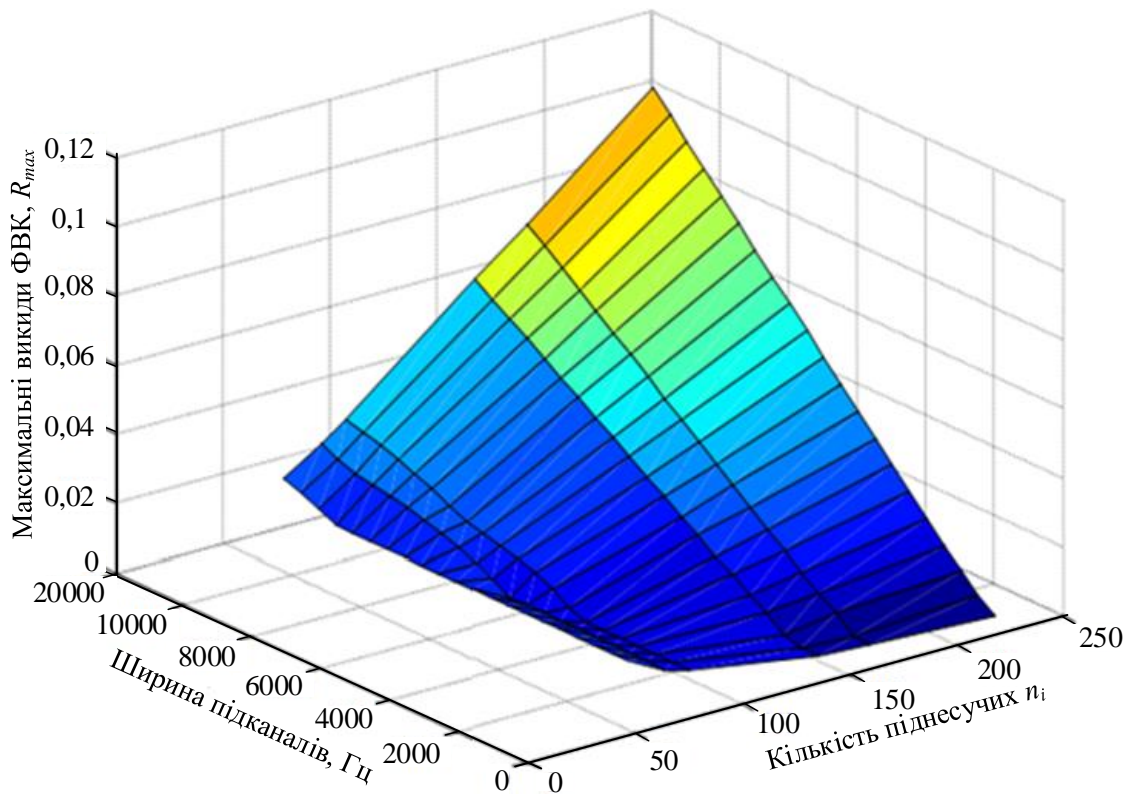


Рис. 3.14. Залежність максимальних викидів ФВК частотних планів в залежності від кількості піднесучих та ширини підканалів

З графіку залежності видно, що зі зміною ширини підканалів та кількості піднесучих в частотному плані  $n_i$  значення рівня взаємної кореляції між

частотними планами збільшується, але не перевищує допустимого значення для двох порівнюваних процесів  $B_{ij} = 5/n_i$ . [15].

Для оптимізації механізму формування частотних планів, необхідно оцінити статистичні характеристики параметрів сигналів на основі QOFDM.

Для цього проводився статистичний аналіз кореляційних властивостей складних сигналів, що утворені за методом квазіортогонального доступу на піднесучих частотах. Використання отриманих результатів дає можливість оптимального вибору параметрів таких сигналів, що дозволить здійснити збільшення значень об'єму ансамблів сигналів при збереженні їх низької взаємодії в частотній області.

Було здійснено оцінку статистичних характеристик кореляційних властивостей ансамблів складних сигналів, утворених на основі QOFDM з використанням класичної методики розробленої в [4].

Значення математичного очікування (МО) максимальних викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції  $[max R_{ij}]$  двох порівнюваних частотних планів  $i$  та  $j$  [4]:

$$m[\max R_{ij}] = \frac{\sum_{k=1}^N |\max R_{ij}(k)|}{N}, \quad (3.12)$$

де  $\max B_{ij}$  – максимальні викиди бічних пелюсток функції взаємної кореляції;  $N$  – кількість пар сигналів, що взаємодіють.

Розрахунок середньоквадратичних відхилень (СКВ) викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції  $\sigma_{\max}$  двох порівнюваних частотних планів  $i$  та  $j$  [4]:

$$\sigma_{\max R_{ij}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N \left( |\max R_{ij}(k)| - m[\max R_{ij}] \right)^2}{N}}. \quad (3.13)$$

Результат статистичного аналізу взаємкореляційних властивостей частотних планів графічно представлено на рис. 3.15.

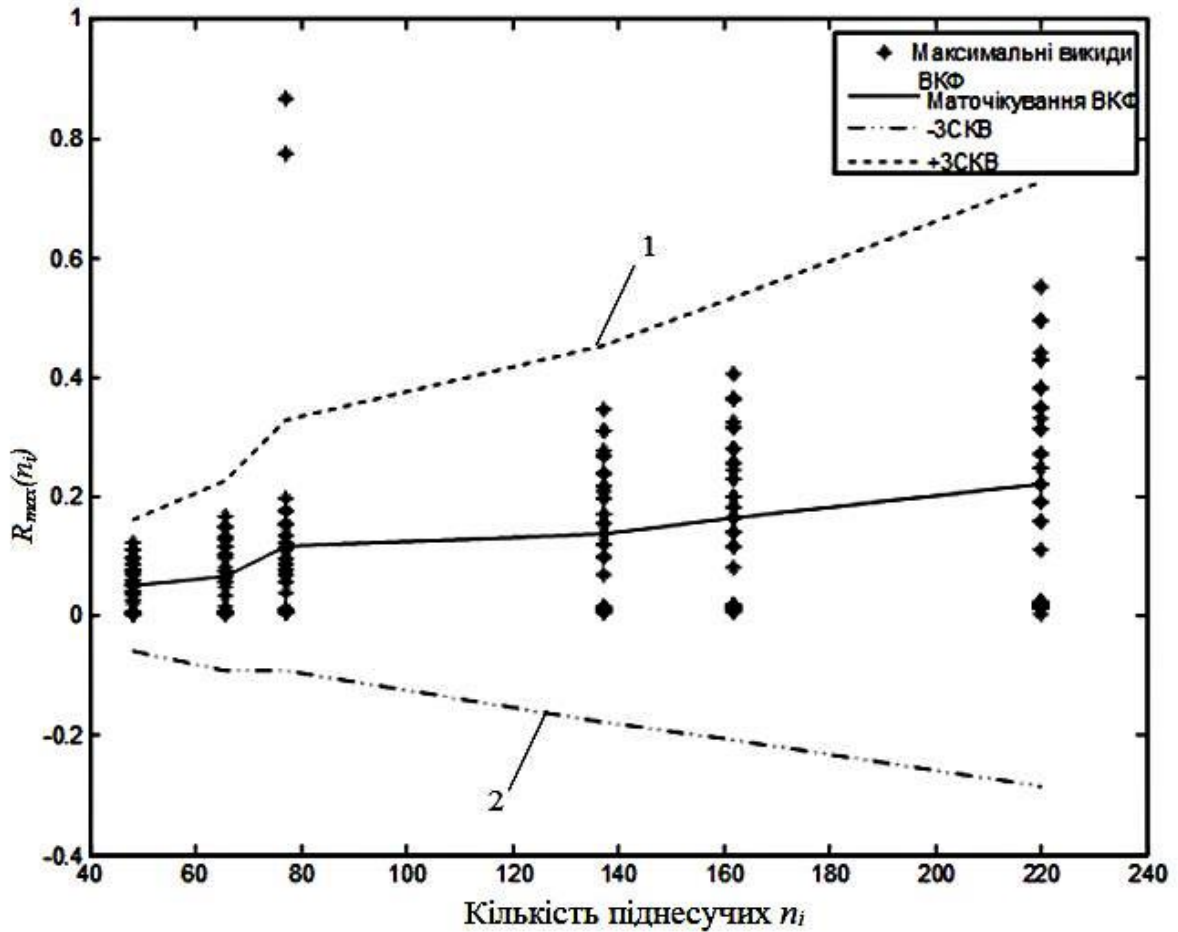


Рис. 3.15 Результати статистичного аналізу взаємкореляційних властивостей частотних планів

З рис. 3.15 видно, що зі збільшенням ширини смуги підканалів в кожному частотному плані рівень взаємної кореляції частотних планів погіршується, однак значення максимальних викидів бічних пелюстків функції взаємної кореляції залишається в межах довірчого інтервалу і незначно відрізняється від умови мінімальної подоби частотних планів [17]:

$$B_{ij} = \frac{1 \div 5}{\sqrt{n_i n_j}}. \quad (3.14)$$



Таким чином, навіть якщо збільшувати ширину смуги протоколу IEEE 802.20 її до граничного значення, тобто до 15 кГц, ступінь взаємної кореляції частотних планів буде лежати в задовільних межах.

### **Висновки до розділу 3**

1. Розроблено метод визначення співпадаючих частотних позицій, шляхом попарного порівняння частотних планів при QOFDM завдяки якому отримуємо зменшення рівня внутрішньосистемних завад вже на етапі формування частотних планів мережі. Використання запропонованого методу визначення збігів частотних позицій дозволяє спростити процес формування частотних планів і зменшити рівень внутрішньосистемних завад в системах когнітивного радіо, що виникають при одночасному використанні багатьма користувачами одних частотних смуг.

2. Проведено моделювання для оцінки якості розрахунку піднесучих частот, що співпали при попарному порівнянні чотирьох частотних планів. Оцінки коефіцієнтів збігів при моделюванні та розрахунку вказує на існуючу обернено пропорційну залежність значення коефіцієнта збігу позицій в частотних планах від кількості частотних піднесучих в цих частотних планах, та підтверджує достовірність та надійність отриманих результатів.

3. Здійснено дослідження похибок відновлення сигналів після прийому та опрацювання цифровими методами. Неабиякий інтерес також представляє порівняння факторів впливу частоти дискретизації та числа членів ряду розкладання на значення модуля нев'язки відновлення сигналу. Це порівняння було здійснено графоаналітичним методом. Показано вирішальний вплив дотримання цілочисельності співвідношень між частотою дискретизації та шириною основної та бічних пелюсток спектру сигналу для зменшення похибок відновлення сигналу в порівнянні з простим вибором більшої частоти дискретизації.

4. Було проведено аналіз залежності максимальних викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції частотних планів при різному значенні ширини смуг підканалів та кількості піднесучих частот в частотних планах.

Показано, що зі зміною ширини підканалів та кількості піднесучих в частотному плані значення рівня взаємної кореляції між частотними планами збільшується, але не перевищує допустимого значення для двох порівнюваних процесів.

5. Результати статистичного дослідження кореляційних властивостей складних сигналів утворених на основі квазіортогонального доступу на піднесучих частотах, отримані в числовому та графічному вигляді впливають на можливість формування ансамблів сигналів більшого об'єму, при цьому зберігається їх низька взаємодія в частотній області. Отримані статистичні дані можуть виступати підґрунтям вибору параметрів таких сигналів.

## РОЗДІЛ 4

### ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ ФОРМУВАННЯ ЧАСТОТНИХ ПЛАНІВ ДЛЯ КВАЗІОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ

Інтенсивний розвиток технологій побудови інформаційно-комунікаційних систем та мереж, комплікація їхньої внутрішньої організації, неминуче ускладнюють опис їхнього функціонування з використанням моделей систем масового обслуговування (СМО). Наприклад, впроваджуються інтелектуальна маршрутизація запитів, яка передбачає перебування клієнта деякий час у черзі, використання адаптивних методів обробки інформації, розподіл запитів відповідно до пріоритету клієнта тощо [1]. У цьому випадку вдаються до побудови імітаційних комп'ютерних моделей. При цьому досягається відносно точне відтворення реального закону розподілу надходження запитів, моделювання процесів їхньої обробки з урахуванням характеристик каналів обслуговування. Для розрахунку взаємкореляційних властивостей частотних планів було побудовано модель радіоканалу, проведено статистичний аналіз його основних параметрів, досліджено кореляційні властивості складних сигналів на основі QOFDM [2,3]. Результати статистичного аналізу взаємкореляційних властивостей частотних планів представлені графічно.

Завдання побудови моделі складається з двох етапів. На першому етапі необхідно проаналізувати наявну статистику за попередні інтервали спостереження [4]. На основі цих даних визначаються емпіричні закони розподілу інтервалів між сусідніми запитами та тривалістю обробки. Далі, згідно з отриманими закономірностями, генеруються випадкові процеси, що імітують часові характеристики цих подій. Другим етапом є програмна побудова об'єктів обробки, максимально наближена до реальних каналів обслуговування. Процес функціонування всієї моделі полягає у «пропусканні» згенерованого потоку через віртуальні пункти обробки та збір статистичної інформації. Результатом

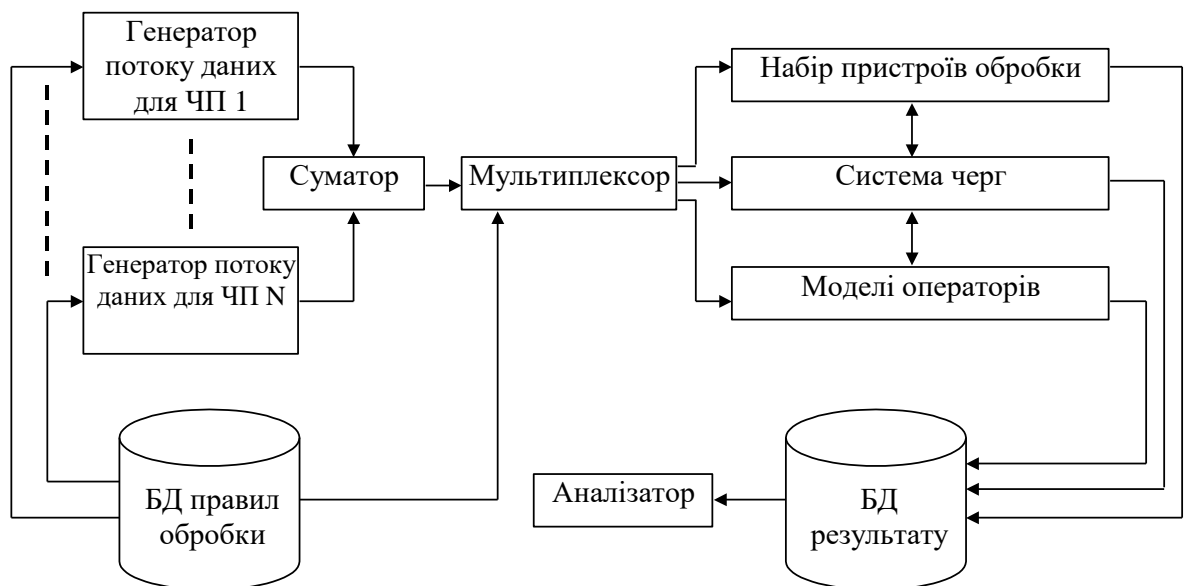
проведеної роботи буде отримання таких якісних оцінок як відсоток відмов, середній час перебування у черзі та ін.

В результаті дослідження методів синтезу ансамблів складних сигналів для когнітивних радіомереж було визначено напрямки по збільшенню об'єму частотних планів складних сигналів на основі QOFDM.

Властивості ансамблів складних сигналів на основі QOFDM недостатньо досліджені, тому для опрацювання рекомендацій по впровадженню складних сигналів на основі QOFDM було проведено оцінку їх взаємкореляційних властивостей із врахуванням в них різного значення кількості підканалів, їх ширини та загальної ширини спектру ансамблю частотних планів.

#### 4.1. Загальний підхід та структурна схема моделі

Виділимо схематично функціональні вузли створюваного програмного комплексу та потоки обміну інформацією. На рис.4.1 представлений варіант такої схеми. Слід зазначити, що у кожній системі можуть бути свої відмінності. Наприклад, можливе обслуговування лише одного клієнта або, за технічними обмеженнями, можуть бути відсутні інтелектуальні комутаційні вузли. Однак, стосовно аналізу стану ринку на сьогоднішній день така схема в більшості випадків прийнятна.



## Рис. 4.1 Структурна схема моделі

Розглянемо основні функціональні вузли, їх призначення та використовувані бази даних (БД).

БД правил обробки запитів є основним сховищем зібраної за попередній час роботи статистичної інформації. На основі даних, що зберігаються в ній, можуть відтворюватися емпіричні закони надходження та обробки запитів, алгоритми маршрутизації та інші характеристики.

Оскільки інформаційно-комунікаційна система, що розглядається, імовірно, експлуатується, надаючи послуги з обробки запитів, то стає питання необхідності індивідуального аналізу потоків запитів для кожного клієнта. При цьому для імітації таких потоків необхідне створення деякої кількості генераторів, які вироблятимуть запити з різними імовірнісними характеристиками, притаманними кожному клієнту (інтенсивність потоку та ін.).

Для об'єднання індивідуальних потоків використовується суматор, який поєднує ці потоки в часі. При цьому кожен запит продовжує мати властивість приналежності окремому клієнту. Наступним кроком є розподіл загального потоку запитів відповідно до встановлених для кожного клієнта правил обробки. Цю функцію виконує мультиплексор. Інформація про ці правила витягується з бази даних правил обробки запитів. Відповідно до неї відбувається перенаправлення запитів на обробку у пристрої обробки чи операторам, а за відсутності вільних каналів – у чергу.

Пристрої обробки надають деяку фіксовану інформацію як перед обробкою запиту, так і після неї. В них міститься записаний набір даних певної тривалості. Основна мета їх використання – зменшення навантаження на оператора.

Система черг використовується для тимчасового утримання абонента на лінії. До її використання вдаються у разі зайнятості всіх пристроїв обробки чи операторів необхідного кваліфікаційного рівня. Ця система є трудомісткою в моделюванні, оскільки на практиці завжди існує деяка частина клієнтів, що

залишають чергу, не дочекавшись обслуговування. Закон розподілу часу перебування запиту у черзі також індивідуальний для кожного клієнта.

При моделюванні процесів обробки запитів операторами необхідно враховуватися багато факторів. Серед них:

1) кожен оператор має свій кваліфікаційний рівень. Тому, навіть за наявності вільних операторів, якщо на вимогу клієнтів запит повинен бути обслужений не нижче за певний рівень якості, то він обов'язково зможе бути прийнятий;

2) час обробки запитів операторами, як правило, розподілено за законом, відмінним від експоненціального;

3) процес обслуговування кожного  $i$ -го клієнта кожним  $j$ -м оператором також має унікальні особливості.

Двосторонній напрямок стрілок між пристроями обробки, системою черг та групою операторів означає можливість переведення запитів відповідно до заданих правил з однієї групи до іншої.

У разі успішної обробки або відмови має генеруватися подія, якій буде надано певний статус і яка буде зафіксована у БД результату. Накопичувана при цьому інформація буде служити основою для подальшого аналізу. Програма аналізу розраховує відсоток оброблених запитів для кожного клієнта індивідуально, користуючись зібраними під час моделювання даними.

У будь-якій бібліотеці математичних програм є генератори випадкових чисел (зазвичай, з рівномірним розподілом) [1, 5]. При цьому значення, що повертаються, можуть являти собою:

1) мовні числа від 0 до 1;

2) цілі числа від 0 до  $2^N - 1$ ,  $15 \leq N \leq 64$ .

Для отримання випадкових чисел із будь-яким законом розподілу використовуються числа першого виду. Якщо ж використовується стандартна функція, що повертає рівномірно розподілені цілі числа, то вони повинні спочатку бути перетворені на мовні від 0 до 1 шляхом розподілу на максимально можливе їх значення ( $2^N - 1$ ). Більшість способів отримання чисел з необхідним

законом розподілу засноване на використанні зворотного перетворення  $x = F^{-1}(y)$ , де  $F^{-1}$  – функція, зворотна модельованому закону розподілу [6].

#### **4.2 Дослідження взаємкореляційних властивостей ансамблів складних сигналів на основі квазіортогонального частотного доступу на піднесучих частотах**

Для дослідження ансамблів сигналів на основі QOFDM для когнітивних радіомереж було розроблено математичну модель формування ансамблю частотних планів сигналів, аналітичний вираз якої представляє собою вдосконалену формулу формування OFDM сигналу та описано виразом (2.1)

Було змодельовано ансамбль складних сигналів на основі QOFDM, в якому, після видалення частотних планів, які найбільше впливають на зростання рівня взаємного впливу, представлено тридцять сім частотних планів з неоднаковою кількістю піднесучих частот в кожному з них, а саме:

$$n_1 = 23; n_2 = 31; n_5 = 59; n_6 = 67; n_7 = 75;$$

$$n_8 = 83; n_9 = 91; n_{11} = 113; n_{12} = 121;$$

$$n_{14} = 141; n_{15} = 149; n_{18} = 173;$$

$$n_{19} = 185; n_{20} = 193; n_{21} = 205;$$

$$n_{22} = 213; n_{23} = 221; n_{24} = 229;$$

$$n_{25} = 237; n_{26} = 247; n_{27} = 255;$$

$$n_{28} = 267; n_{30} = 285; n_{31} = 293;$$

$$n_{32} = 301; n_{33} = 313; n_{34} = 321;$$

$$n_{37} = 353; n_{39} = 371; n_{40} = 385;$$

$$n_{41} = 397; n_{42} = 409; n_{43} = 421;$$

$$n_{44} = 433; n_{47} = 471; n_{49} = 499;$$

$$n_{50} = 512.$$

Ширина смуги частот  $\Delta F$  дорівнює 20 МГц.

Інтервал рознесення піднесучих частот для кожного частотного плану ансамблю складних сигналів на основі QOFDM  $\Delta f_i$  буде мати індивідуальне

значення. Він залежить від вибраного числа піднесучих частот в конкретному частотному плані, при тому ширина смуги частот для всього ансамблю частот буде незмінною.

Головна відмінність складних сигналів на основі QOFDM від OFDM-сигналів полягає в тому, що кожен окремий QOFDM-частотний план формується за технологією OFDM, тобто інтервал рознесення піднесучих частот є однаковим для цього частотного плану [6]. Але в QOFDM існує цілий ансамбль сигналів, частотні плани в якому відрізняються між собою різними інтервалами рознесення піднесучих частот, а, відповідно, і кількістю частотних піднесучих ліній, при цьому ширина смуги частот  $\Delta F$  буде однаковою для всього ансамблю сигналів.

В такому випадку, будуть мати місце збіги певних частотних позицій піднесучих частот. Завдяки великій їх кількості для кожного сигналу, в ансамблі ці частоти можуть накладатися одна на одну. Степінь схожості отриманих частотних планів було визначено шляхом розрахунку значень функції взаємної кореляції.

Процедура оцінки можливостей використання частотного ресурсу з застосуванням методу квазіортогонального доступу на піднесучих частотах ґрунтується на дослідженні можливого ступеня впливу внутрішньосистемних перешкод сигналів при зміні ширини смуг підканалів між різними частотними планами.

Коефіцієнт збігу визначається як максимальне значення функції взаємної кореляції на проміжку смуги частот від  $F_i$  до  $F_j$  добутку  $i$ -го та  $j$ -го частотних планів з  $\Delta f_i = [100, 200, 500, 1000, 5000, 10000, 15000]$ . Коефіцієнт збігу розраховувався за формулою (3.1), що представлено вище.

Залежність максимальних викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції частотних планів при різному значенні ширини смуг підканалів та кількості піднесучих частот в частотних планах наведено на рис. 4.1.



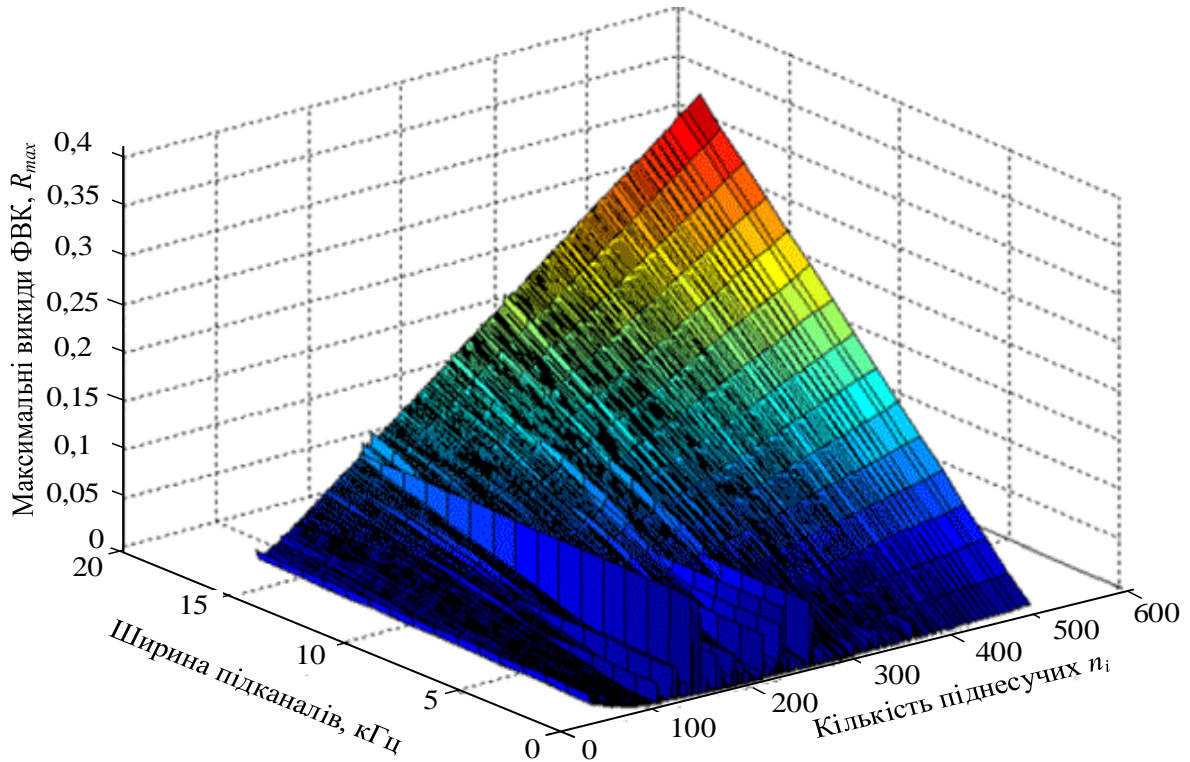


Рис. 4.1. Залежність максимальних викидів ФВК частотних планів від кількості піднесучих частот ( $n = 512$ ) та ширини підканалів

З рис. 4.1. видно, що зі зміною ширини підканалів та кількості піднесучих в частотному плані  $n_i$ , рівень взаємної кореляції між частотними планами збільшується, але не перевищує допустимого значення для двох порівнюваних процесів  $B_{ij} = 5/n_i$ . [7].

З метою оптимізації механізму формування частотних планів, необхідно оцінити статистичні характеристики параметрів сигналів на основі QOFDM.

Результати дослідження властивостей таких сигналів впливають на процес оптимізації вибору параметрів сигналів, для забезпечення зростання об'єму ансамблів сигналів при підтримці низької взаємодії сигналів в частотній області.

Можна допустити, згідно [8], що рівень максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ двох сигналів однакової тривалості не повинен перевищувати значення:

$$\max R \leq \frac{\alpha}{\sqrt{n_{ij}}} , \quad (4.1)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт, що дорівнює 1, 2...5;

$n_{ij}$  – кількість частотних підканалів  $i$ -го та  $j$ -го частотних планів, які порівнюються в частотній області, тобто:

$$n_{ij} = \sqrt{n_i n_j}, \quad (4.2)$$

де  $n_i, n_j$  – кількість підканалів в порівнюваних частотних планах.

Збільшуючи значення бази сигналу, тобто в нашому випадку - ширину спектру, при незмінній швидкості передачі інформації - тривалості сигналу, можна досягти необхідного значення рівнів максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ порівнюваних частотних планів. Необхідно зазначити, що частотні плани можуть мати певний рівень взаємодії в частотній області, однак, зменшити її вплив можна за рахунок використання специфічних сигналів із низьким рівнем взаємодії у часовій області, що, в сукупності, дасть можливість знизити імовірність появи частотних колізій і, таким чином, зменшити рівень завад множинного доступу.

Відповідно, необхідно вирішити задачу визначення таких смуг підканалу  $\Delta f$  і кількості самих підканалів  $n_i$  в кожному  $k$ -му наборі частот ансамблю, при яких буде задовольнятися вимога мінімальної взаємодії в частотній області, при якій задовольнялася б вимога:

$$\max R_{ij}(\Delta f) \rightarrow 0 \quad (4.3)$$

де  $i, j$  – порядковий номер набору частот в ансамблі,  $i \neq j \in 1, 2, \dots, N$ ;

$N$  – кількість пар взаємодіючих частотних планів;

Для оцінки статистичних характеристик кореляційних властивостей частотних планів QOFDM-сигналів використаємо методику оцінювання статистичних характеристик випадкових величин, що викладено в [5], яка передбачає наступні етапи.

Розрахунок математичного очікування (МО) максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ сигналів  $m_{\max R}(\Delta f)$  при зміні значень кількості підканалів та їх ширини [2]:

$$m_{\max R}(\Delta f) = \frac{\sum_{k=1}^N \max |R_k(\Delta f)|}{N} \quad (4.4)$$

де  $N$  – кількість пар частотних планів, що взаємодіють;

$k$  – порядковий номер ВКФ;

$\max |R_k(\Delta f)|$  - модуль значень максимальних викидів бічних пелюсток взаємкореляційних функцій (ВКФ) частотних планів QOFDM-сигналів в залежності від кількості підканалів та їх ширини смуг.

Визначення середніх квадратичних відхилень (СКВ) максимальних викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції  $\sigma_{\max R(\Delta f)}$  частотних планів щодо їх математичних очікувань [2]:

$$\sigma_{\max R}(\Delta f) = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (\max |R_k(\Delta f)| - m_{\max R}(\Delta f))^2}{N}}, \quad (4.5)$$

На рис. 4.2. представлено залежність математичного очікування максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ сигналів  $m_{\max R}(\Delta f)$  при зміні значень ширини підканалів.

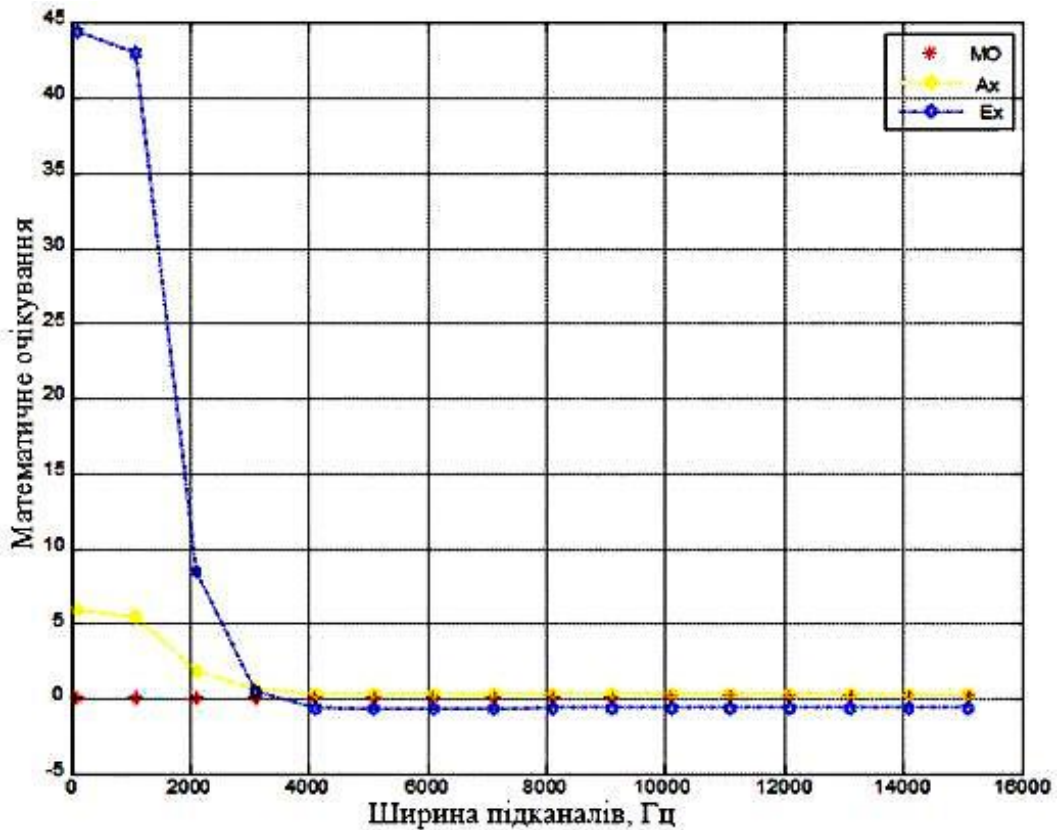


Рис. 4.2. Залежність математичного очікування максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ від ширини підканалів

На рис. 4.3 представлено залежність математичного очікування максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ сигналів  $m_{maxR}(N)$  при зміні кількості підканалів  $n$ .

Обмеження границі довірчого інтервалу результатів досліджень, які відповідають потроєному значенню середньоквадратичного відхилення на рисунку показано жовтими та зеленими зірочками.

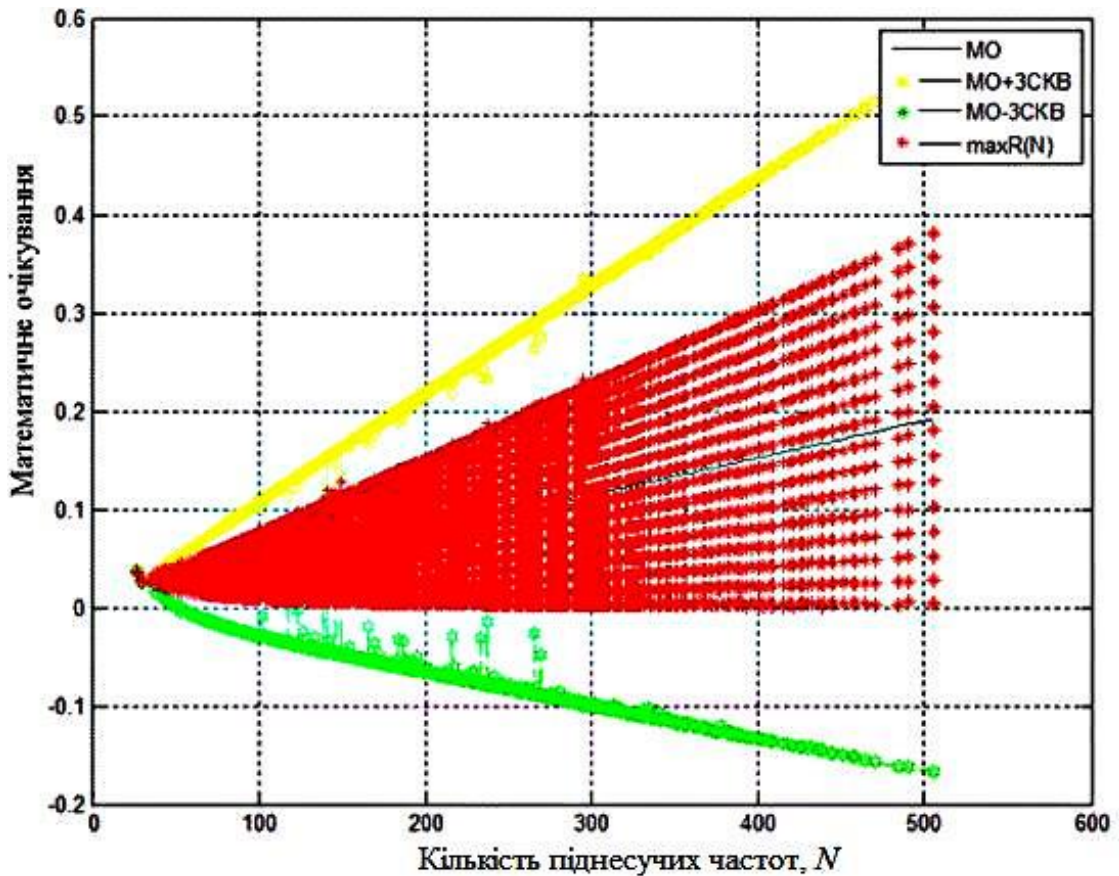


Рис. 4.3. Залежність математичного очікування максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ від кількості підканалів

За формулами (4.1 - 4.5) було проведено розрахунок статистичних характеристик максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ різних частотних планів QOFDM-сигналів при різних значеннях числа підканалів в них та ширини підканалів. Частотний ансамбль утворено з 37-ми QOFDM-частотних планів, синтезованих відповідно до алгоритму формування ансамблю сигналів [2], при різних кількостях підканалів та їх ширині спектру в кожному частотному плані, де кількість підканалів  $n_i, n_j, n_i \neq n_j$  – від 23 до 512, а ширина смуги підканалу  $\Delta f_i \in (100 \dots 15000)$  Гц. Обчислення проводилися в середовищі математичного програмування Matlab.

Для ілюстрації працездатності методу визначення місць збігу позицій частотних піднесучих на основі QOFDM наведено приклад, в якому представлено результати моделювання, для якого було обрано 50 частотних планів, що входять до ансамблю сигналів. Розрахунки проводилися зі

значеннями параметра ширини смуги частот  $\Delta F = 15$  МГц та 20 МГц при ширині підканалів  $\Delta fs = 15$  кГц. Кількість частотних піднесучих варіюється між значеннями від 23 до 512. Частотні плани було попарно порівняно між собою.

Таким чином, розраховувалося значення коефіцієнта кореляції  $r_{ij}$  двох порівнюваних частотних планів. На основі отриманих результатів відбувалося видалення тих частотних планів, що давали найгірші значення при розрахунку коефіцієнта кореляції, а саме  $r_{ij} > 0,1$ .

На рис. 4.4 представлено графік залежності коефіцієнта кореляції попарного порівняння частотних планів від кількості частотних піднесучих в кожному частотному плані та від ширини смуги частот до видалення частотних планів з ансамблю.

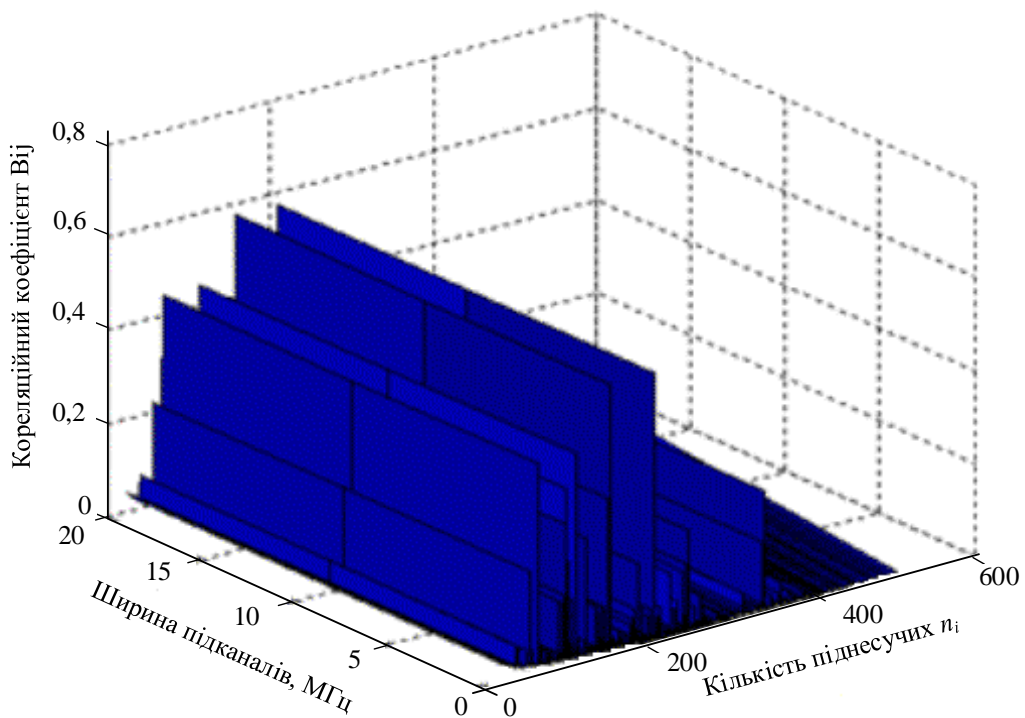


Рис. 4.4 Графік залежності коефіцієнта кореляції попарного порівняння частотних планів від кількості частотних піднесучих та від ширини смуги частот до видалення частотних планів з ансамблю

З рисунку видно, що до видалення частотних планів з ансамблю найбільше значення коефіцієнта кореляції мають частотні плани зі значенням кількості



частотних піднесучих в діапазоні приблизно від 100 до 350 і перевищують граничне значення, що дорівнює 10% від максимального рівня (тобто 0,1).

На рис. 4.5 коефіцієнт кореляції не перевищує допустиме значення. Це досягається шляхом видалення частотних планів з ансамблю.

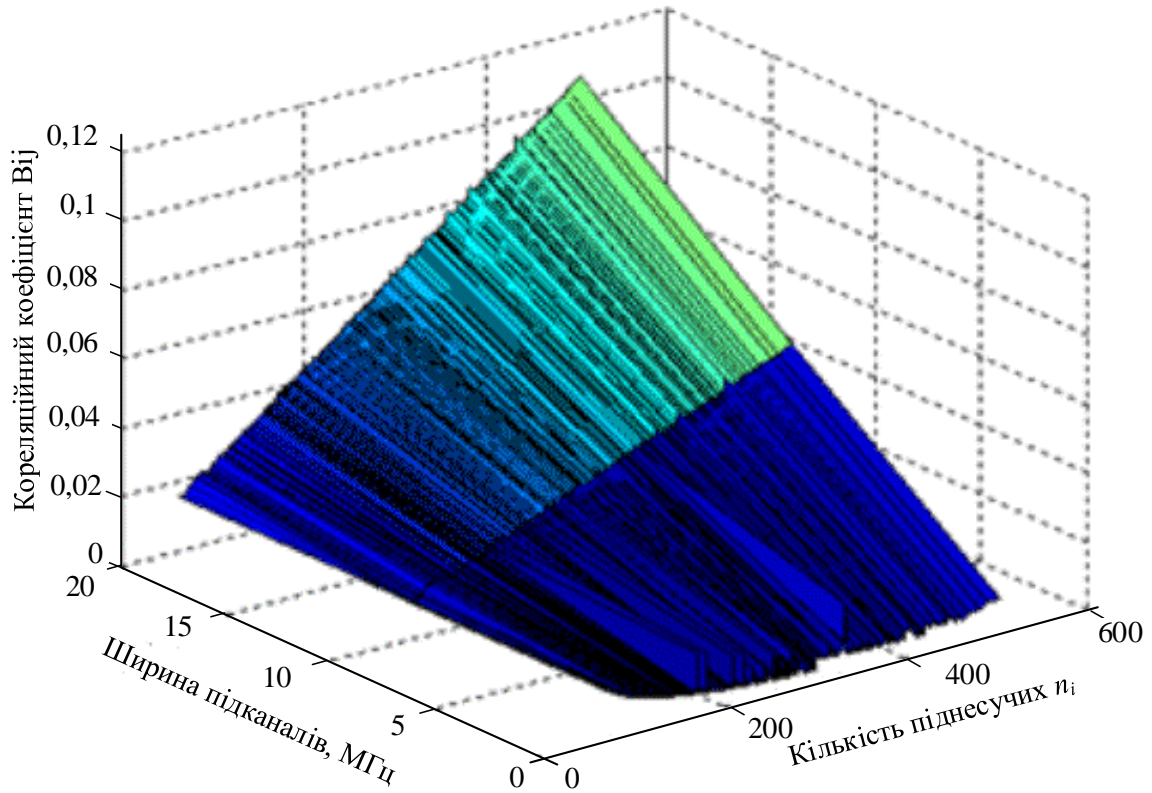


Рис. 4.5. Графік залежності коефіцієнта кореляції попарного порівняння частотних планів від кількості частотних піднесучих та від ширини смуги частот  $\Delta F = 20$  МГц після видалення частотних планів з ансамблю

Рис. 4.6. ілюструє трохи гірші результати коефіцієнта кореляції після видалення частотних планів, в порівнянні з попередніми рисунками. Моделювання проводилося зі значенням ширини смуги частот  $\Delta F = 15$  МГц. Враховуючи це, максимальне значення коефіцієнта кореляції досягає відмітки в 0,4.

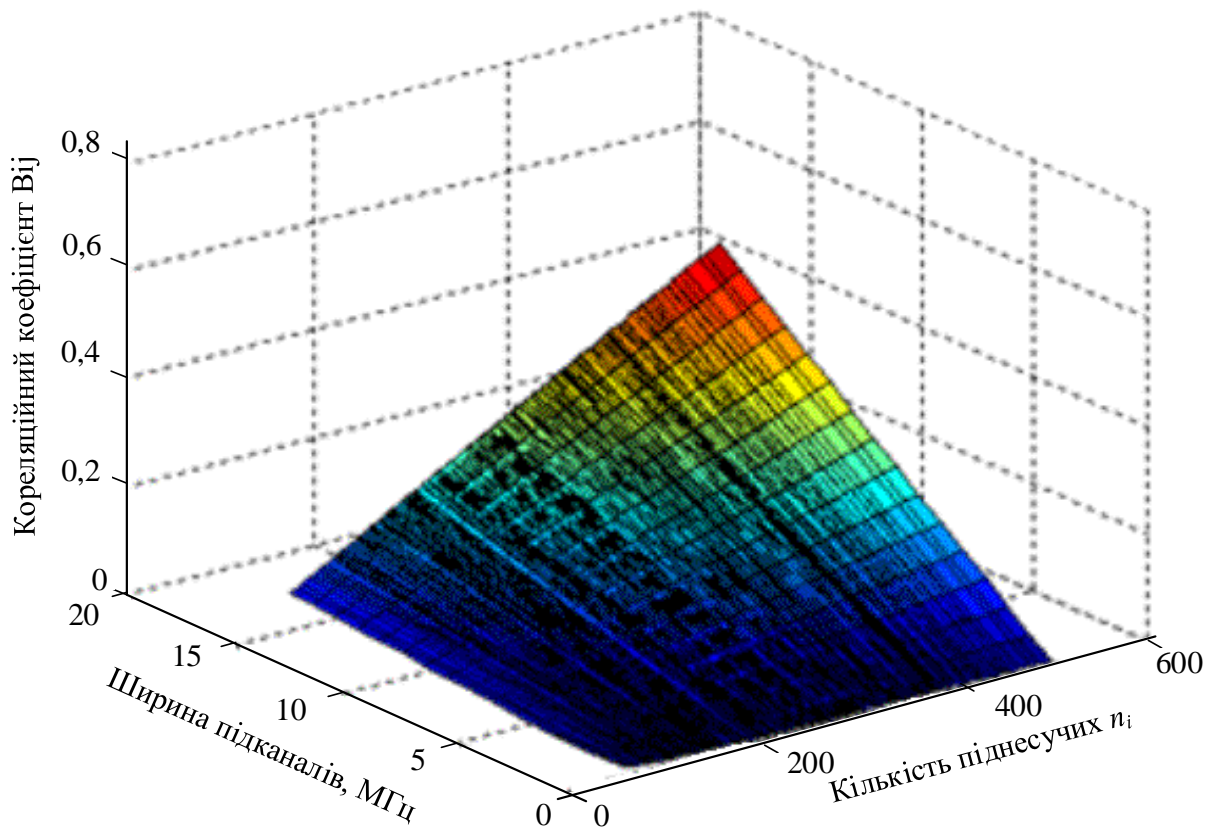


Рис. 4.6. Графік залежності коефіцієнта кореляції попарного порівняння частотних планів від кількості частотних піднесучих та від ширини смуги частот  $\Delta F = 15$  МГц після видалення частотних планів з ансамблю

Тобто, можна зробити висновок, що найкраще значення коефіцієнта кореляції двох порівнюваних планів досягається при значенні ширини смуги частот  $\Delta F \geq 20$  МГц.

Отже, бажане підвищення пропускної спроможності безпроводової радіомережі однозначно можна реалізувати використовуючи розроблений метод виявлення співпадаючих частотних позицій. Метод полегшує виконання процедури виявлення і виключення співпадаючих позицій, таким чином спрощує процес формування планів з отриманням максимально низького рівня внутрішньосистемних завад, що виникають при одночасному взаємному впливі сигналів від користувачів однієї частотної смуги.

У роботі [9] наводиться дослідження спектральної ефективності сигналів для випадку OFDM-сигналів зі згладжуванням, де для функцій згладжування



застосовується метод Фейєра з підсумовуванням середніх арифметичних. Зауважимо, що загальноприйняте поняття енергетичного критерію базується на визначенні ширині смуги частот, у якій міститься визначена частка від повної енергії сигналу, розрахунку розподілу енергії сигналу по часу та частоті та, нарешті, оцінці протяжності залишків спектру поза даною смугою.

З використанням розробленої імітаційної статистичної моделі процесу формування частотних планів та результатів роботи [9] проведено порівняльний аналіз різних згладжуючих ядер за критерієм максимальної спектральної ефективності OFDM-сигналу. Деякі результати дослідження наведені нижче.

#### 4.3 Порівняльний аналіз згладжуючих функцій розкладання OFDM-сигналу

У четвертому розділі дисертації наведені результати дослідження наборів піднесучих OFDM-сигналу зі згладжуючим ядром Фейєра, а також згладжуючих вагових функцій виду

$$k_p(\rho, \alpha) = \begin{cases} \exp(-\alpha|\rho|); \\ \exp(-\alpha^2 \rho^2/2); \\ \frac{1}{1 + \lambda \rho^{2m}}, \end{cases} \quad (4.6)$$

де  $P(\rho) = \{\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N\}$  – дискретні відліки функції  $|\rho|$ , які трактуються як ядро перетворення (3) в частотній області;  $\rho_n = 2/f_n$ ,  $f_{n\min} \leq f_n \leq f_{n\max}$ ;  $\alpha$  – параметр згладжування, який визначається за критерієм оптимального розподілу енергії сигналу на частотно-часовій площині.

У дисертації виконано порівняльний аналіз згладжуючих вагових функцій (4.6), а також функцій на основі поліномів Ерміта, інваріантних стосовно повороту координатної площини (подібно класичній гаусовій функції  $\exp(-\alpha^2 \rho^2/2)$ ).

Клас згладжуючих вагових функцій, інваріантних стосовно повороту координатної площини, розраховується співвідношенням [10] (4.7)

$$f_w(\rho) = \frac{2^{1/4}}{\sqrt{n!}} \exp(-\pi\rho^2) H_n(2\rho\sqrt{\pi}), \quad (4.7)$$

де  $H_n(x)$  – поліном Ерміта [8]  $n$ -го порядку виду (4.8)

$$H_{en}(x) = (-1)^n \exp\left(\frac{x^2}{2}\right) \frac{d^n}{dx^n} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right). \quad (4.8)$$

На рис. 4.7 і 4.8 представлені графіки ермітового сигналу для полінома Ерміта 26 порядку і відповідної йому кореляційної функції, а на рис. 4.9 – перетин поверхні частотно-часового розподілу компоненту OFDM-сигналу.

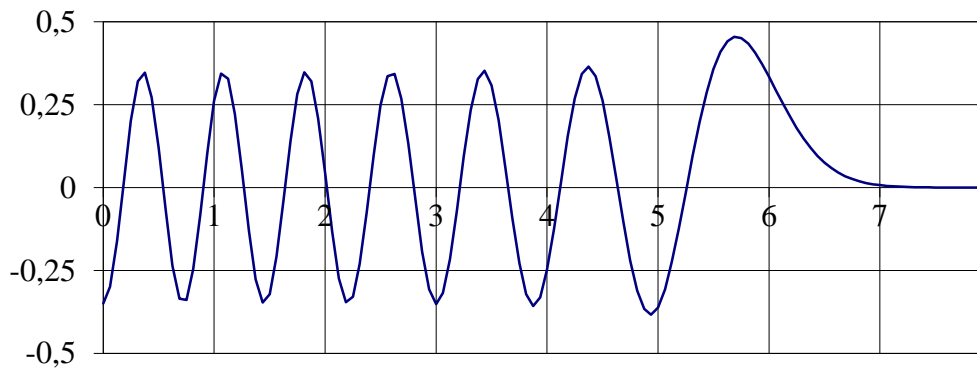


Рис. 4.7 Графік сигналу для полінома Ерміта 26 порядку

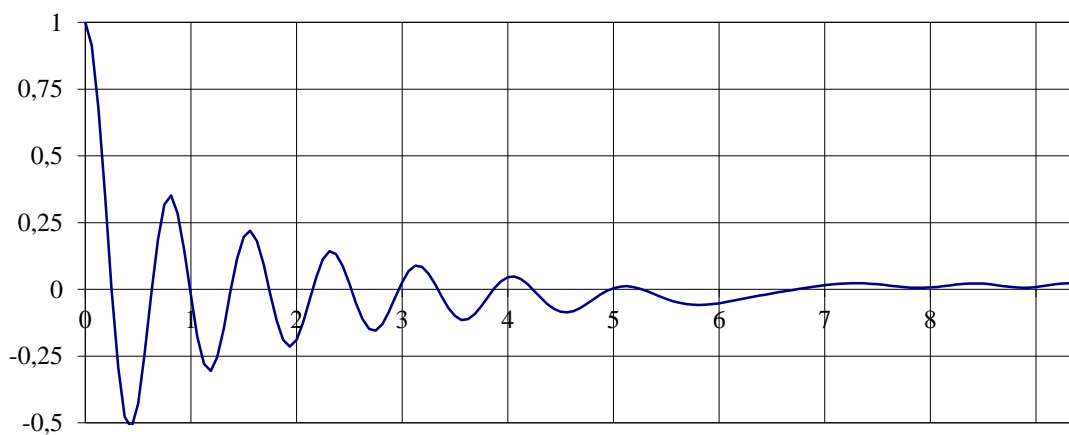


Рис. 4.8 Кореляційна функція поліному Ерміта 26 порядку

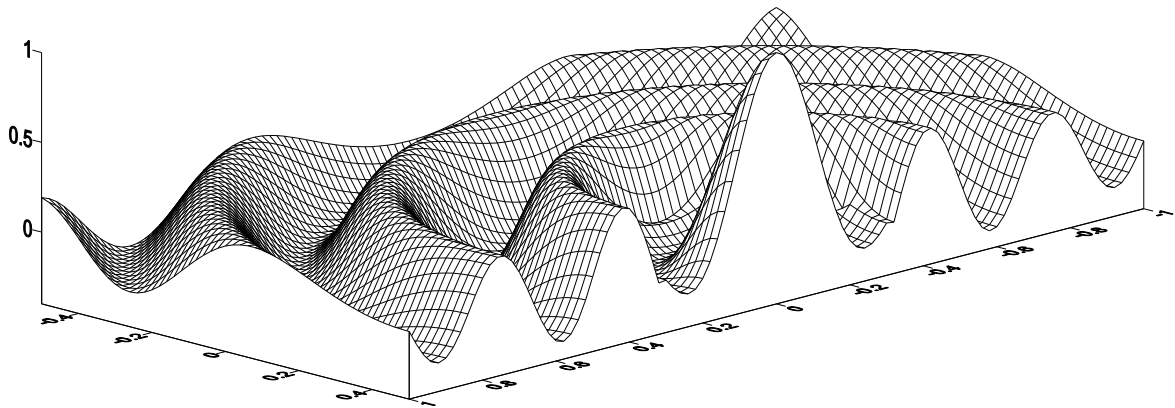


Рис. 4.9 Перетин поверхні частотно-часового розподілу компоненту OFDM-сигналу

Видно, що для вагової функції на основі поліному Ерміта рівень бічних пелюсток частотно-часового розподілу енергії також високий. Цей недолік притаманний і функціям виду (4.6). Тому в роботі запропоновано згладжуючу вагову функцію типу ядра Фейєра.

При розрахунках частотно-часових розподілів компонентів OFDM-сигналів отримані графіки, зображені на рис. 4.10.

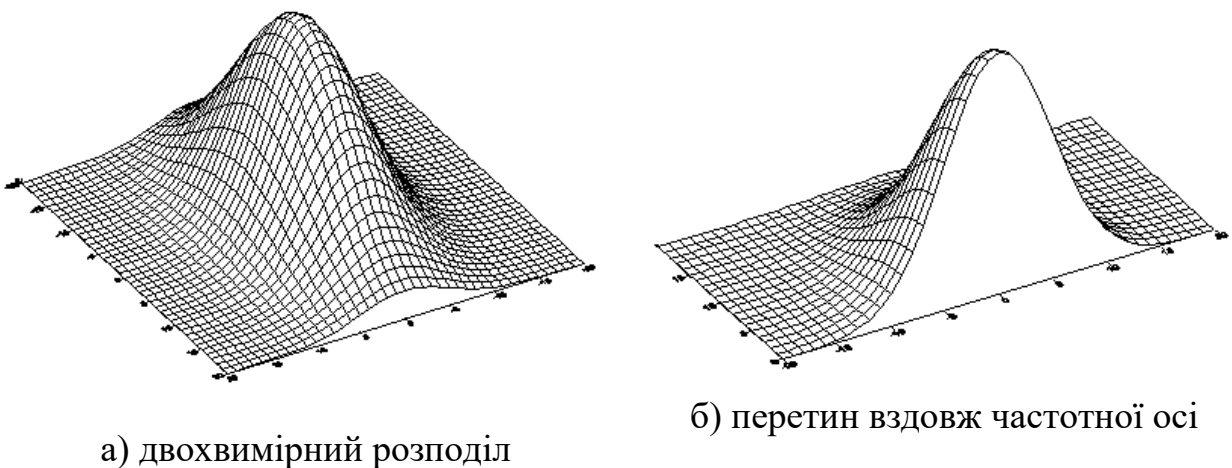


Рис. 4.10 Частотно-часовий розподіл компоненту OFDM-сигналу. Загальне число компонентів дорівнює 5

Видно, що частотно-часовий розподіл енергії запропонованої сигнальної функції монотонно зменшується і не має викидів. Завдяки такому характеру розподілу енергії підсумований ряд буде мати малий рівень пульсацій Гіббса (див. рис.2.14). Тому, вибір такої функції згладжування  $\epsilon$ , на нашу думку, цілком задовільним. В цілому, як результат, отримуємо покращення спектральної ефективності сигналу. Крім того, стає очевидним, що за критерієм оптимального частотно-часового розподілу енергії сигналу не проявлятиметься конфлікт між енергетичною та спектральною ефективністю.

## Висновки до розділу 4

1. Розроблено математичну модель процесу формування ансамблю частотних планів на основі QOFDM та проведено статистичну оцінку взаємкореляційних властивостей із врахуванням кількості підканалів, їх ширини та загальної ширини спектру. Для аналізу характеристик ансамблів складних сигналів було змодельовано такий набір, в якому, після видалення частотних планів, які найбільше впливають на зростання рівня взаємного впливу, представлено тридцять сім найбільш прийнятних частотних планів з неоднаковою кількістю піднесучих частот в кожному з них.

2. Проведено розрахунок статистичних характеристик максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ різних частотних планів QOFDM-сигналів при різних значеннях кількості підканалів в них та ширини підканалів. Показано залежність математичного очікування максимальних викидів бічних пелюсток ВКФ сигналів від зміни значень ширини підканалів в межах довірчого інтервалу  $3\sigma$ .

3. Проведено імітаційне моделювання для оцінки можливого ступеня впливу внутрішньосистемних перешкод сигналів при зміні величини смуг підканалів між різними частотними планами. Показано, що зі зміною ширини підканалів та кількості піднесучих в частотному плані, рівень взаємної кореляції між частотними планами збільшується, але не перевищує допустимого значення для двох порівнюваних процесів. Після видалення частотних планів з ансамблю найкраще значення коефіцієнта кореляції (не більше 10%) двох порівнюваних планів досягається при значенні ширини смуги частот  $\Delta F \geq 20$  МГц.

4. Доведено, що ядро Фейера може служити інструментом згладжування форми сигналу. Відповідно, для вирішення проблеми наявності обмеженого частотного ресурсу, забезпечується потрібна спектральна ефективність сигналу, і, як наслідок, найбільш повне використання доступного частотного ресурсу. Завдяки використанню згладжуючих ядер Фейера, у значній мірі усуваються суперечності між енергетичною та спектральною ефективністю сигналів.

## ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

Сукупність отриманих у дисертаційній роботі результатів вирішує загальну науково-прикладну задачу, яка полягає в розробці методів підвищення ефективності використання частотного ресурсу в когнітивних радіомережах. На основі проведених досліджень і результатів вирішення частинних задач отримані нові наукові та практичні результати, які є істотним внеском у подальший розвиток теорії й практики підвищення ефективності використання частотного ресурсу в когнітивних радіомережах.

Основні наукові та практичні результати дисертаційного дослідження зводяться до наступних положень:

1. Проведено аналіз загальних характеристик когнітивних радіосистем. Також проведено аналіз найбільш відомих методів частотного розділення каналів, а саме: ортогонального (OFDM), неортогонального (N-OFDM) та Fast-OFDM (FOFDM). Проведено оцінку впливу множинного доступу на роботу когнітивних мереж та визначено шляхи зменшення цих завад. Для вирішення задачі реалізації спільного використання спектральних дір багатьма користувачами когнітивної радіомережі було запропоновано використати розроблений метод на основі квазіортогонального частотного мультиплексування каналів (QOFDM). Було розроблено імітаційну модель системи сигналів на основі методу QOFDM.

2. Отримав подальший розвиток метод квазіортогонального частотного розділення каналів, який відрізняється від відомих використанням індивідуального розподілу частотних піднесучих в різних частотних планах ансамблю в загальній смузі частот, який дозволяє підвищити пропускну спроможність когнітивної радіосистеми в  $n$  разів, де  $n$  – це кількість частотних планів в ансамблі, за рахунок паралельного використання різними абонентами однієї мережі різних варіантів розподілу піднесучих частот. Розв'язання цієї задачі дозволяє значно знизити кількість частотних колізій та дозволяє збільшити абонентську ємність когнітивної радіосистеми. Реалізація методу

досить складна, але вона дозволяє збільшити пропускну здатність системи зв'язку за рахунок паралельного використання абонентами однієї мережі неоднакових варіантів розподілу піднесучих частот. Завдяки нелінійному розподілу піднесучих частот значно підвищується пропускну здатність каналу, при цьому може незначно погіршитись якість передачі інформації.

3. В роботі вирішено наукове завдання, яке полягає в розробці алгоритму формування ансамблів сигналів з квазіортогональним мультиплексуванням із врахуванням різного значення ширини підканалів у відповідних частотних планах та отримано графічну інтерпретацію методу. Було розроблено імітаційну модель системи сигналів на основі методу QOFDM.

4. Вперше розроблено метод визначення збігів позицій піднесучих частот, який реалізовано на основі попарного порівняння частотних планів ансамблю сигналів при квазіортогональному частотному розділенні каналів з мультиплексуванням (QOFDM), який дозволяє спростити процес формування частотних планів і зменшити рівень внутрішньосистемних завад на етапі формування частотних планів.

5. Розглянуто питання зменшення похибки відновлення сигналів після прийому та опрацювання цифровими методами, що представляє не тільки теоретичний, а й практичний інтерес. Доведено, що ядро Фейєра може служити інструментом згладжування форми сигналу, що особливо важливо для випадку проектування безпроводових мереж, оскільки забезпечується потрібна спектральна ефективність сигналу, і, як наслідок, найбільш повне використання доступного частотного ресурсу. Одночасно, завдяки використанню згладжуючих ядер Фейєра, у значній мірі усуваються суперечності між енергетичною та спектральною ефективністю сигналів.

6. Вперше розроблено імітаційну модель процесу формування частотних планів для квазіортогонального частотного розділення каналів, яка дозволяє визначити ширину підканалів в частотних планах ансамблів складних сигналів з урахуванням їх кількості. Це дозволяє синтезувати ансамблі складних сигналів з низькою взаємодією в частотній області.

7. Проведено статистичну оцінку взаємкореляційних властивостей сигналів із врахуванням в них різного значення кількості підканалів, їх ширини та загальної ширини спектру ансамблю частотних планів. Згідно отриманих результатів було визначено напрямки по збільшенню об'єму частотних планів складних сигналів на основі QOFDM.

Достовірність отриманих результатів підтверджується відсутністю суперечностей з основними положеннями теорії інформації, теорії оптимізації, теорії математичного програмування, а також збіжністю отриманих результатів із даними експериментальних досліджень та результатами математичного моделювання.

Таким чином мета дисертаційної роботи є досягнутою.

Отриманні в роботі результати знайшли практичне впровадження та використання. Вони можуть бути використані в спеціалізованих безпроводових системах та мережах з параметрами, що випадково змінюються, структурою і масштабом, що особливо важливе для мереж реального часу та критичного застосування.



**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Benamrane F., Ben mamoun M., Benaini R. An east-west interface for distributed SDN control plane: implementation and evaluation. 2017. Computers & Electrical Engineering. Vol. 57. P. 240–250.
2. Ballal B.R. Orthogonal Frequency Division Multiplexing and its Applications // Beena R. Ballal, Ankit Chadha, Neha Satam - International Journal of Science and Research (IJSR), India Online ISSN: 2319-7064 Volume 2 Issue 1, January 2013.
3. Neghabi A. A., Jafari Navimipour N., Hosseinzadeh M., Rezaee A. Load balancing mechanisms in the software defined networks: a systematic and comprehensive review of the literature. 2018. IEEE Access. Vol. 6(7). P. 345–340.
5. Kryszkiewicz P., Kliks A., Bogucka H. Small-scale spectrum aggregation and sharing. 2016. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol. 34(10). P. 239–241.
6. Stevenson C., Chouinard G., Zhongding Lei, Wendong Hu, Shellhammer S., Caldwell W. IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard Communications Magazine, IEEE. 2009. Vol 47. P. 130 – 138.
7. Arslan.H., Y.Arslan. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems. 2007. Springer, 2007. P. 327. ISBN 978-1-4020-5541-6.
8. Wang G. Zhao Y., Huang J., Wang W. The controller placement problem in software defined networking: a survey. 2017. IEEE Network. Vol. 31(5). P. 38–40.
9. Bogucka H., Kryszkiewicz P., Kliks A. Dynamic spectrum aggregation for future 5G communications. 2015. IEEE Communications Magazine. Vol. 53(5). P. 112–118.
10. Ranganathan R., Qiu R., Hu Z. Radio for Smart Grid: Theory, Algorithms, and Security. 2011. C. 14.
11. Petcu A., Faltings B. A distributed, complete method for multiagent constraint optimization. 2004. Fifth International Workshop on Distributed Constraint Reasoning. P. 266–271.

12. Bacchus R., Fertner A., Hood C., Roberson D. Long-term, Wide-Band Spectral Monitoring in Support of Dynamic Spectrum Access Networks. 2008. 3rd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks. P. 257–259.
13. Romero Perez, Sallent O., Ferrus R., Agusti R. On the configuration of radio resource management in a sliced RAN. 2018. Proceedings of the NOMS. P. 28–30.
14. Li A., Han G., Wan L., Shu L. A Sensitive Secondary Users Selection Algorithm for Cognitive Radio Ad Hoc Networks. 2016. CH.: Sensors. P. 4–8.
15. Mahmoud Q. Cognitive Networks. 2007. Wiley, 2007. P. 27. ISBN 978-0-470-06196-1.
16. Pateromichelakis E., Samdanis K. A graph coloring based inter-slice resource management for 5G dynamic TDD RANs. 2018. In Proceedings of the 2018 IEEE International Conference on Communications (ICC 2018). P. 15–19.
17. Tengkvist P., Koudouridis G. P., Qvarfordt C., Dryjanski M., Cellier M. Multi-dimensional radio service maps for position-based self-organized networks. 2017. In Proceedings of the 22nd IEEE International Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks, CAMAD. P. 8–10.
18. Mitola .J III, Maguire Jr. G. Q. Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal. 1999. IEEE Pers. Commun.. Vol. 6(4). P. 14.
19. Jin J., Gubbi J., Marusic S., Palaniswami M. An information framework for creating a smart city through internet of things. 2014. IEEE Internet of Things Journal. Vol.1(2). P. 112–121.
20. Chang Young, Wendong Hu. IEEE 802.22 WRAN Standard PHY/MAC Proposal. 2006. Runcom STMicroelectronics. P. 24.
21. Zou Y., Wang X., Shen W., Physical-layer security with multiuser scheduling in cognitive radio networks. 2013. IEEE Transactions on Communications. Vol. 61(12). P. 416–426.
22. Ho-Van K. K. Influence of channel information imperfection on outage probability of cooperative cognitive networks with partial relay selection. 2017. Wireless Personal Communications. Vol. 94(4). P. 89–91.

23. Zhurakovskiy, J. Boiko, V. Druzhynin, I. Zeniv, and O. Eromenko, "Increasing the efficiency of information transmission in communication channels," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 19, no. 3, September 2020, pp. 1306-1315.
24. Zhu C., M. Leung V. C., Shu L., and Ngai E. C. H. Green internet of things for smart world. 2015. *IEEE Access*. Vol.3. P. 2151–2162.
25. Wu Y., Yang Q., Liu X., Kwak K. S. Delay-constrained optimal transmission with proactive spectrum handoff in cognitive radio networks. 2016. *IEEE Transactions on Communications*. Vol. 64(7). P. 247–249.
26. Wendong Hu, Mario Gerla, George A. Vlantis, Gregory J. Efficient, Flexible, and Scalable Inter-Network Spectrum Sharing and Communications in Cognitive IEEE 802.22 Networks. ISBN 798-1-1024-9567-5. STMicroelectronics. University of California, IEEE. P. 156.
27. Li W., Zhu C., Leung V. C. M., Yang L. T., Ma Y. Performance comparison of cognitive radio sensor networks for industrial IoT with different deployment patterns. 2015. *IEEE Systems Journal*. P. 15-24.
28. Alhammadi A., Roslee M., Alias M. Y. Analysis of spectrum handoff schemes in cognitive radio network using particle swarm optimization. 2016. In *Proceedings of 3rd International Symposium on Telecommunication Technologies (ISTT)*. P. 55–58.
29. Liang Y. C., Chen C., Li G. Y., and Mahonen P. Cognitive radio networking and communications: an overview. 2011. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 60(7). P. 3386–3407.
30. Tragos E. Z., Zeadally S., Fragkiadakis A. G., Siris V. A. Spectrum assignment in cognitive radio networks: a comprehensive survey. 2013. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. Vol. 15(3). P. 1108–1135.
31. Li W., Leung V., Zhu C., Ma Y. Scheduling and routing methods for cognitive radio sensor networks in regular topology. 2016. *Wireless Communications and Mobile Computing*. Vol. 16(1). P. 47–58.

32. Apurva N., GeraldChouinard. IEEE 802.22 Wireless Regional Area Networks. [www.ieee802.org/22/technology/22-10-0073-03-0000-802-22-overview-and-core-technologies.pdf](http://www.ieee802.org/22/technology/22-10-0073-03-0000-802-22-overview-and-core-technologies.pdf). P. 4.
33. Specht D. A General Regression Neural Network. 1991. IEEE Trans. on Neural Networks. Vol.2(6). P. 558-565.
34. Mitola III J., Maguire Jr G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal. 1999. IEEE Personal Communications. Vol. 6(4). P. 14.
35. Zhai X., Zheng L., Tan C. W. Energy-infeasibility tradeoff in cognitive radio networks: price-driven spectrum access algorithms. 2014. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol. 32(3). P. 528–538.
36. Boiko J., Pyatin I., Karpova L., Eromenko O. (2021) Study of the Influence of Changing Signal Propagation Conditions in the Communication Channel on Bit Error Rate. Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, vol 69. Springer, Cham. 2021.
37. Yilmaz Y., Guo Z., and Wang X. Sequential joint spectrum sensing and channel estimation for dynamic spectrum access. 2014. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol. 32(11). P. 2000–2012.
38. Khambekar N., Spooner C. M., Chaudhary V. On improving serviceability with quantified dynamic spectrum access. 2014. Proceedings of the IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks. P. 553–564.
39. Zhang L., Song T., Wu M., Bao X., Guo J., Hu J. Traffic-adaptive proactive spectrum handoff strategy for graded secondary users in cognitive radio networks. 2015. Chinese Journal of Electronics. Vol. 24(4). P. 425–428.
40. Arslan H. Cognitive Radio, Software Defined Radio and Adaptive Wireless Systems. 2007. Springer. P. 327.
41. Jing T., Xing X., Cheng W., Huo Y., Znati T. Cooperative spectrum prediction in multi-PU multi-SU cognitive radio networks. 2014. International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks. Vol. 19. P. 64–67.

42. Chu T. M. C., Phan H., Zepernick H. J. Hybrid interweave-underlay spectrum access for cognitive cooperative radio networks. 2014. *IEEE Transactions on Communications*. Vol. 62(7). P. 2183–2197.
43. Miao L., Sun Z., Jie Z. The Parallel Algorithm Based on Genetic Algorithm for Improving the Performance of Cognitive Radio. 2018. *Wireless Communications and Mobile Computing*. Vol. P. 3-4.
44. Chakravarthy V., Li X., Zhou R., Wu Z., Temple M. Novel overlay/underlay cognitive radio waveforms using sd-smse framework to enhance spectrum efficiency-part II: analysis in fading channels. 2010. *IEEE Transactions on Communications*. Vol. 58(6). P. 1868–1876.
45. Zou J., Xiong H., Wang D., Chen C. W. Optimal power allocation for hybrid overlay/underlay spectrum sharing in multiband cognitive radio networks. 2013. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 62(4). P. 1827–1837.
46. Cho H., Hwang G. An optimized random channel access policy in cognitive radio networks under packet collision requirement for primary users. 2013. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. 12(12). P. 6382–6391.
47. Srilatha M., Hemalatha R., Ramesh K. S. An improved technique to mitigate interference between adjacent bands in cognitive radio system. 2017. In *Proceedings of the 7th IEEE international advanced computing conference, (IACC '17)*. P. 156–159.
48. Karmokar A. K., Senthuran S., Anpalagan A. Physical layer-optimal and cross-layer channel access policies for hybrid overlay-underlay cognitive radio networks. 2014. *IET Communications*. Vol. 8(15). P. 2666–2675.
49. Sudevalayam S., Kulkarni P. Energy harvesting sensor nodes: survey and implications. 2011. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. Vol. 13(3). P. 443–461.
50. Shen J., Tan H., Wang J., Wang J., Lee S. A novel routing protocol providing good transmission reliability in underwater sensor networks. 2015. *Journal of Internet Technology*. Vol. 16( 1). P. 171–178.

51. Xie S., Wang Y. Construction of tree network with limited delivery latency in homogeneous wireless sensor networks. 2014. *Wireless Personal Communications*. Vol. 78(1). P. 231–246.
52. Pratibha K., Li H., The K. C. Energy-harvesting cognitive radio systems cooperating for spectrum sensing and utilization. 2015. In *Proceedings of the IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM '15)*. P. 6.
53. Hu S., Yao Y. D., Yang Z. Cognitive medium access control protocols for secondary users sharing a common channel with time division multiple access primary users. 2014. *Wireless Communications and Mobile Computing*. Vol. 14(2). P. 284–296.
54. Chien W. B., Yang C. K., Huang Y. H. Energy-saving cooperative spectrum sensing processor for cognitive radio system. 2011. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. Vol. 58(4). P. 711–723.
55. Park S., Kim H., Hong D. Cognitive radio networks with energy harvesting. 2013. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. 12(3). P. 1386–1397.
56. Salameh H. A. B., El-Attar M. F. Cooperative OFDM-based virtual clustering scheme for distributed coordination in cognitive radio networks. 2015. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 64(8). P. 3624–3632.
57. Herath S. P., Rajatheva N. Analysis of equal gain combining in energy detection for cognitive radio over Nakagami channels. 2008. In *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '08)*. P. 1–5.
58. Yucek T., Arslan H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. 2009. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. Vol. 11(1). P. 116–130.
59. Smith P. J., Dmochowski P. A., Suraweera H. A., Shafi M. The effects of limited channel knowledge on cognitive radio system capacity. 2013. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 62(2). P. 927–933.
60. Wang Y., Ren P., Gao F., Su Z. A hybrid underlay/overlay transmission mode for cognitive radio networks with statistical quality-of-service provisioning. 2014. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. 13(3). P. 1482–1498.

61. Mitola III J., Maguire Jr. G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal. 1999. *IEEE Personal Communications*. Vol. 6(4). P. 13–18.
62. Khoshkholgh M. G., Navaie K., Yanikomeroglu H. Access strategies for spectrum sharing in fading environment: overlay, underlay, and mixed. 2010. *IEEE Transactions on Mobile Computing*. Vol. 9(12). P. 1780–1793.
63. Cordeiro C., Challapali L., Birru D., Shankar S. IEEE 802.22: The First Worldwide Wireless Standard based on Cognitive Radios. 2005. *IEEE DySPAN*. P. 16.
64. Arslan H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. 2009. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. Vol. 11(1). P. 116–130.
65. Saleem Y., Rehmani M. H. Primary radio user activity models for cognitive radio networks: a survey. 2014. *Journal of Network and Computer Applications*. Vol. 43. P. 1–16.
66. Zeng F., Tian Z., Li C. Distributed compressive wideband spectrum sensing in cooperative multi-hop cognitive networks. 2010. In *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Communications, ICC 2010*. P. 52-56.
67. Guo B., Wang Z., Yu et al Z. Mobile crowd sensing and computing: the review of an emerging human-powered sensing paradigm. 2015. *ACM Computing Surveys*. Vol. 48(1). Article 7.
68. Zhang R., Zhang J., Zhang Y., Zhang C. Secure crowdsourcing-based cooperative spectrum sensing. 2013. In *Proceedings of the 32nd IEEE Conference on Computer Communications*. P. 2526–2534.
69. Lu Y., Wang D., Fattouche M. Cooperative spectrum-sensing algorithm in cognitive radio by simultaneous sensing and BER measurements . 2016. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*. Vol. 2016(1). Article 136.
70. Liu C.-H., Azarfar A., Frigon J.-F., Sansi B., Cabric D. Robust cooperative spectrum sensing scheduling optimization in multi-channel dynamic spectrum access networks. 2016. *IEEE Transactions on Mobile Computing*. Vol. 15(8). P. 2094–2108.

71. Feng J., Lu G., Wang H., Wang X. Supporting secure spectrum sensing data transmission against SSDH attack in cognitive radio ad hoc networks. 2016. *Journal of Network and Computer Applications*. Vol. 76. P. 140–149.
72. Arora P., Xia N., Zheng R. A Gibbs sampler approach for optimal distributed monitoring of multi-channel wireless networks. 2011. In *Proceedings of the 54th Annual IEEE Global Telecommunications Conference: "Energizing Global Communications"*, GLOBECOM. P. 32-38.
73. Shin D.-H., Bagchi S., Wang C.-C. Distributed online channel assignment toward optimal monitoring in multi-channel wireless networks. 2012. In *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Communications, INFOCOM*. P. 2626–2630.
74. Zhu J., Jiang D., Ba S., Zhang Y. A game-theoretic power control mechanism based on hidden Markov model in cognitive wireless sensor network with imperfect information. 2017. *Neurocomputing*. Vol. 22. P. 76–83.
75. Eberhart R. C., Kennedy J. A new optimizer using particle swarm theory. 1995. In *Proceedings of the 6th International Symposium on Micro Machine and Human Science (MHS '95)*. P. 39–43.
76. Liu H., Chen Z., Qian L. The three primary colors of mobile systems. 2016. *IEEE Communications Magazine*. P. 22–27.
77. Shin D.-H., He S., Zhang J. Joint sensing task and subband allocation for large-scale spectrum profiling. 2015. In *Proceedings of the 34th IEEE Annual Conference on Computer Communications and Networks, IEEE INFOCOM*. P. 433–441.
78. Shin D.-H., Bagchi S. An optimization framework for monitoring multi-channel multi-radio wireless mesh networks. 2013. Vol. 11(3). P. 926–943.
79. Li K., Yang C., Chen Z., Tao M. Optimization and analysis of probabilistic caching in  $N$ -tier heterogeneous networks. 2018. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. 17(2). P. 182–185.
80. Wang Z., Chen Z., Xia B., Luo L., Zhou J. Cognitive relay networks with energy harvesting and information transfer: design, analysis, and optimization. 2016. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. 15(4). P. 252–256.



81. Yang C., Shao H.-R. Wifi-based indoor positioning. 2015. IEEE Communications Magazine. Vol. 53(3). P. 90–105.
82. Yang X., Chen Z., Li et al. K. Communication-constrained mobile edge computing systems for wireless virtual reality: scheduling and tradeoff. 2018. IEEE Access. Vol. 6. P. 220–226.
83. Shafie A. E., Sultan A. Optimal random access for a cognitive radio terminal. 2013. IEEE Communications Letters. Vol. 17(6). P. 90–95.
84. Chung W., Park S., Lim S., Hong D. Spectrum sensing optimization for energy-harvesting cognitive radio systems. 2014. IEEE Transactions on Wireless Communications. Vol. 13(5). P. 105–107.
85. Wang Z., Chen Z., Xia B., Luo H. Modeling and bandwidth allocation of cognitive relay networks. 2016. In Proceedings of the 2016 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). P. 14–16.
86. Bloem M., Alpcan T., Basar T. A Stackelberg game for power control and channel allocation in cognitive radio networks. 2007. Value Tools `07 proceedings of the 2nd International Conference on Performance Evaluation Methodologies and Tools. P. 49–53.
87. Hernindez-Suirez C. A., Pedraza-Martinez L. F., Rodriguez de la Colina E. Fuzzy feedback algorithm for the spectral handoff in cognitive radio networks. 2016. Revista Facultad de Ingenieria Universidad de Antioquia. No. 81. 2016. Revista Facultad de Ingenieria Universidad de Antioquia. P. 22–27.
88. Wyglinski A. M., Nekovee M., Hou Y. T. Cognitive Radio Communications and Networks: Principles and Practice. 2009. P. 43–45.
89. Wang K., Chen Z., Liu H. Push-based wireless converged networks for massive multimedia content delivery. 2014. IEEE Transactions on Wireless Communications. Vol. 13(5). P. 325–330.
90. Khan M. S., Koo I. The Effect of Multiple Energy Detector on Evidence Theory Based Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio Networks. 2016. Journal of Information Processing Systems. Vol. 12(2). 2016. Journal of Information Processing Systems. P. 124–128,

91. Ye F., Zhang X., Li Y. Collaborative spectrum sensing algorithm based on exponential entropy in cognitive radio networks. 2017. *Symmetry*. Vol. 9. 2017. *Symmetry*. P. 44-45.
92. Tang J., Mistra S., Xue G. Joint spectrum allocation and scheduling for fair spectrum sharing in cognitive radio wireless networks. 2008. *Computer Networks*. Vol.52(11). P. 148–158.
93. Sharifi A. A., Musevi Niya M. J. Defense Against SSDF Attack in Cognitive Radio Networks: Attack-Aware Collaborative Spectrum Sensing Approach. 2016. *IEEE Communications Letters*. Vol. 20(1). 2016. *IEEE Communications Letters*. 2016. P. 83–87.
94. Peng T., Chen Y., Xiao J., Zheng Y., Yang J. Improved soft fusion-based cooperative spectrum sensing defense against SSDF attacks. 2016. In *Proceedings of the 2016 International Conference on Computer, Information and Telecommunication Systems*. P. 7-9.
95. Shiang H., van der Schaar. Distributed resource management in multi-hop cognitive radio networks for delay sensitive transmission. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 58(2). *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. P. 941–953.
96. Burbank J. L. Security in cognitive radio networks: the required evolution in approaches to wireless network security. 2008. *3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (Crown-Com)*. P. 1–7.
97. Rauniyar A., Shin S. Y. Cooperative adaptive threshold based energy and matched filter detector in cognitive radio networks. 2015. *Journal of Communication and Computer*. Vol. 12. P. 17.
98. Терехов В. А., Ефимов Д. В., Тюкин И. Ю. Нейросетевые системы управления. 1999. СПб.: Издательство. С. 115–123.
99. Rana A. R., Kim J., Kim B-S. Named Data Networking for Cognitive Radio Ad Hoc Networks. 2015. *Mobile Information Systems*. 2015. *Mobile Information Systems*. P. 3–7.

100. Du H., Fu S., Chu H. A credibility-based defense ssdf attacks scheme for the expulsion of malicious users in cognitive radio. 2015. International Journal of Hybrid Information Technology. Vol. 8. P. 31-38.

101. Хайкин С. Нейронные сети. 2006. М.: Вильямс. 2006. М.: Вильямс. С. 371 – 378.

102. Geete P., Motta M. Analysis of Different Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio Network. 2015. International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET). Vol. 2. P. 12-17.

103. Khalid M., Wang Y., Ra I., Sankar R. Two-relay-based cooperative MAC protocol for wireless ad hoc networks. 2011. IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol. 60(7). P. 172–184.

## ДОДАТОК А

Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації

Статті у вітчизняних та закордонних наукових фахових виданнях:

1. Kozlovskiy V., Klobukova L., Lysechko V., Cherneva G. Analysis of recovery errors of QOFDM signals. *Механика Транспорт Комуникации - Научно списание*. Volume 21, issue 1, 2023.
2. Козловський В.В., Клобукова Л.П., Савченко А.С., Толстікова О.В. Критерії вибору спектрально-ефективних сигналів у безпроводових інформаційних мережах. *Science-Based Technologies*, 2022/10/1, Vol. 56, Issue 4, P.268-273.
3. Nimych O., Klobukova L., Nesterenko K., Yakoviv I. Review of mathematical support and software for design of shf devices. *Science-based technologies*, 2022/7/1, Vol. 55, Issue3, p.167-177 DOI: 10.18372/2310-5461.55.16909
4. Швець І.П., Торошанко А.І., Клобукова Л.П. Похибки відновлення сигналів у багатоканальних системах зв'язку з ортогональною модуляцією. *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. №2 (75), 2022. С.77- 84. DOI: 10.31673/2412-4338.2022.027783.
5. Торошанко А. І., Клобукова Л.П. Асимптотичні характеристики багатоканальних систем доступу з ортогональною фільтрацією. *Зв'язок*, № 2 (156), 2022. С.40-45. DOI: 10.31673/2412-9070.2022.024045
6. Клобуков В., Клобукова Л., Добровольский С., Ван Бо, Гливенко М. *Механика полета БПЛА. Седьмой всемирный конгресс "Авиация в XXI веке" Безопасность в авиационных и космических технологиях 19-21 сентября 2016 г.*
7. Klobukov V.V., Klobukova L.P., Ryabokon V.A. Integration virtual desktop infrastructure in the learning process. *Aviation in the XXI–st century, Safety in Aviation and Space Technologies : XV, world congress, 25-27 september 2012*. V.1 P.1.11.45-1.11.47.

Праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

8. Савченко А.С., Толстікова О.В., Клобукова Л.П. Спектральна ефективність сигналів безпроводових інформаційнокомунікаційних мереж. Збірник тез доповідей XIV міжнародної науково-практичної конференції «Комп'ютерні системи та мережні технології». 13-14 квітня 2023 року, Київ. 2023. С.137-143.

9. Klobukov V.V., Klobukova L.P. Some aspects of the analysis of asymptotic characteristics of multichannel access systems with orthogonal filtering. Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2023) шістнадцята міжнародна науково-практична конференція, 23-24 травня 2023 р., Київ. С.308-309.

10. Klobukov V.V., Klobukova L.P. Some issues of error analysis of initial continuous signals recovery in digital communication systems with orthogonal modulation of subcarriers with equidistant arrangement. Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2023) шістнадцята міжнародна науково-практична конференція, 23-24 травня 2023 р., Київ. С.306-307.

11. Kozlovskiy V.V., Nimych S.U., Klobukova L.P., Komar O.M. Exploring inhomogeneous lines as a promising filtering element for enhanced shf device design. Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2023) шістнадцята міжнародна науково-практична конференція, 23-24 травня 2023 р., Київ. С.245-247.

12. Kozlovsky V.V., Kozlovsky V.V., Klobukova L.P. Use of absorbent coatings based on composite materials. Інформаційно-комунікаційні технології та сталий розвиток (14 - 16 листопада 2022 р.) Колективна монографія за матеріалами XXI Міжнародної науково – практичної конференції. Київ, 2022.

13. Марченко Н.Б., Нечипорук В.В., Клобукова Л.П., Яковенко Л.В. Програмне забезпечення реєстрації та обробки сигналів акустичної емісії. Наукова думка інформаційного століття: XV Міжнар. Наук.-практ. Конф., 07-15 березня 2019 р. Перемишль, 2019. Т.10. С. 8-11.

14. Зиков О.С., Клобуков В.В., Клобукова Л.П., Рябоконт В.А. Базовий аналіз стандартів безпроводної передачі даних и перспективи их развития.

АВІА–2015: XII міжнар. Наук.-техн. Конф., 29 –29 квітня 2015 р. Київ, 2015. Т.1. С. 6.137-6.141.

15. Волхонський С.І., Єрмак С.О., Клобукова Л.П., Зиков О.С., Самофалов Д.В. Вимоги до інфраструктури системи електронного документообігу у вищих навчальних закладах. АВІА–2015: XII міжнар. Наук.-техн. Конф., 29 –29 квітня 2015 р. Київ, 2015. Т.1 С. 6.131-6.136.

16. Рябоконт В.А., Клобукова Л.П., Зиков О.С., Єрмак С.О. Деякі принципи побудови систем управління системами віртуалізації на базі програмного забезпечення з відкритим програмним кодом. АВІА–2013: XI міжнар. Наук.-техн. Конф., 21 –23 травня 2013 р. Київ, 2013. Т.1. С. 5.71-5.74.

17. Рябоконт В.А., Клобукова Л.П., Зиков О.С. Використання технологій VLAN та 802.1x для організації доступу і захисту мережі. АВІА–2011: IV міжнар. Наук.-техн. Конф., 14 –16 квітня 2011 р. Київ, 2011. С. 57.

18. Рябоконт В.А., Клобукова Л.П., Зиков О.С. Віртуалізація, спрощення та контроль робочих станцій: надання робочого середовища як сервісу. АВІА–2011: IV міжнар. Наук.-техн. Конф., 14 –16 квітня 2011 р. Київ, 2011. С. 40.

## ДОДАТОК Б

## Акти про використання результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової роботи  
Хмельницького національного  
університету

Олег СИНЮК

» \_\_\_\_\_ 2023 р.



## АКТ

про впровадження результатів дисертаційного дослідження  
КЛОБУКОВОЇ Людмили Петрівни  
на тему: «Метод квазіортогонального частотного розділення каналів в когнітивних  
радіомережах»

Комісія у складі:

голова – зав. кафедри «Телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій»,  
д.т.н., професор Сергій ПІДЧЕНКО,

члени комісії – професор кафедри «Телекомунікацій, медійних та інтелектуальних  
технологій», д.т.н., професор Юлій БОЙКО.

склала цей акт, що результати дисертаційної роботи старшого викладача кафедри  
засобів захисту інформації Національного авіаційного університету КЛОБУКОВОЇ Людмили  
Петрівни на тему: «Метод квазіортогонального частотного розділення каналів в когнітивних  
радіомережах» впроваджені в навчальний процес кафедри «Телекомунікацій, медійних та  
інтелектуальних технологій» Хмельницького національного університету.

Матеріали дисертації увійшли до складу занять дисциплін «Захист інформації та  
апаратно-програмне забезпечення телекомунікаційних систем», «Передавання, приймання та  
обробка радіосигналів аерокосмічних платформ» та «Цифрові системи комутації та розподілу  
інформації в телекомунікаційних мережах», які викладаються за спеціальністю 172  
«Телекомунікації та радіотехніка», а також при підготовці бакалаврських кваліфікаційних  
робіт.

**Голова комісії**

зав. кафедри «Телекомунікацій,  
медійних та інтелектуальних технологій»  
д.т.н., професор



Сергій ПІДЧЕНКО

**Члени комісії**

професор кафедри «Телекомунікацій,  
медійних та інтелектуальних технологій»  
д.т.н., професор



Юлій БОЙКО

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.



ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший заступник начальника  
 Національної академії Національної  
 Гвардії України з навчальної та  
 методичної роботи, кандидат  
 військових наук, старший науковий  
 співробітник



Владислав ЄМАНОВ

## АКТ

реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи  
 «Метод квазіортогонального частотного розділення каналів в когнітивних  
 радіомережах» **Клобукової Людмили Петрівни** при виконанні науково-  
 дослідних робіт, що виконувалися в Національній академії Національної Гвардії  
 України

Комісія у складі: голова комісії – начальник кафедри військового зв'язку та інформатизації Національній академії Національної Гвардії України доктор технічних наук, професор Олександр Іохов, члени комісії: начальника науково-організаційного відділу підполковника Романа Мельнікова, доцента кафедри військового зв'язку та інформатизації Національній академії Національної Гвардії України, кандидата технічних наук, доцента Віктора Малюка, провідного наукового співробітника науково-дослідної лабораторії забезпечення службово-бойової діяльності науково-дослідного центру службово-бойової діяльності Національної Гвардії України кандидата технічних наук, доцента Станіслава Горслишева здійснила перевірку використання наукових та практичних результатів отриманих в ході дисертаційних досліджень Клобукової Л.П. «Метод квазіортогонального частотного розділення каналів в когнітивних радіомережах» та публікації автора за матеріалами дисертації.

Комісія встановила, що окремі наукові результати, які викладені в дисертаційній роботі та публікаціях Клобукової Л.П., були використані в науково-дослідній роботі «Поляна 3», державний реєстраційний номер ДР№ 0116U004048, яка виконувалась в Національній академії Національної Гвардії України.

Результати отримані в дисертації використані для вирішення науково-технічної задачі підвищення ефективності використання частотного ресурсу в когнітивних мережах, а саме:

- удосконалений метод квазіортогонального частотного розподілу каналів дає можливість розширити доступну смугу частот та підвищити пропускну спроможність системи зв'язку;




- алгоритм формування ансамблів сигналів з квазіортогональним розділенням частот та метод визначення збігів позицій піднесучих дозволяє спростити процес формування частотних планів і зменшити рівень внутрішньосистемних завад, що виникають при одночасному використанні багатьма користувачами одних і тих самих частотних смуг до величини порядку 5%;
- методика отримання функції OFDM-сигналу з використанням ядра Фейєра для згладжування відновленого сигналу дозволяє отримати сигнали з максимальною спектральною ефективністю, і, як наслідок, найбільш веде до покращення використання доступного частотного ресурсу.
- результати статистичної оцінки взаємкореляційних властивостей отриманих сигналів стали основою для формування рекомендацій по збільшенню об'єму частотних планів складних сигналів QOFDM із врахуванням різного значення кількості підканалів, їх ширини та загальної ширини спектру ансамблю частотних планів.


Запропоновані методи і алгоритми дозволяють підвищити ефективність проектування та впровадження технологій множинного доступу з частотним розподілом каналів в умовах збільшення кількості абонентів мережі зв'язку з забезпеченням заданих параметрів якості QoS. Очікувані результати - підвищення інформаційної ємності системи в умовах багатопроменевого поширення при обмеженій смузі пропускання, збільшення швидкості прийому-передачі даних, підвищення завадостійкості і захищеності процесу передачі інформації.


Достовірність та практична цінність отриманих результатів дисертаційної роботи підтверджується збіжністю розрахункових даних із даними експериментальних досліджень та результатами математичного моделювання.

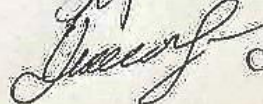
**Голова комісії:**

**Члени комісії:**

  
Олександр ІОХОВ

  
Роман МЕЛЬНИКОВ

  
Віктор МАЛЮК

  
Станіслав ГОРСЛИШЧЕВ