

Український державний університет залізничного транспорту
Міністерства освіти і науки України

Український державний університет залізничного транспорту
Міністерства освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ІНДИК СЕРГІЙ ВОЛОДИМИРОВИЧ

УДК 621.391

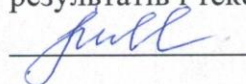
ДИСЕРТАЦІЯ

МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОГНІТИВНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі
05 – технічні науки

Подается на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

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

 С.В. Індик

Науковий керівник

ЛИСЕЧКО Володимир Петрович
кандидат технічних наук, доцент

*Зроблено записи
ініціалів прізвища
дисертанта, який
внесений до
списку кандидатів*



Харків – 2021

АНОТАЦІЯ

Індик С. В. Методи формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – «Телекомунікаційні системи та мережі». Український державний університет залізничного транспорту Міністерства освіти і науки України, Харків, 2021.

Дисертаційне дослідження присвячене розробленню методів формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем, які дозволяють збільшити об'єм ансамблів при забезпеченні низького рівня завад множинного доступу.

Наукова новизна дисертаційної роботи обумовлена новим підходом до вирішення важливого науково-прикладного завдання, що полягає у розробленні методів формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем, які дозволяють збільшити об'єм ансамблів при забезпеченні низького рівня завад множинного доступу.

Вперше розроблено метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору, який дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів за рахунок аналізу всіх можливих комбінацій частотних елементів з подальшим вибором оптимального варіанта перестановок.

Удосконалено метод формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей, який відрізняється від відомих формувань центрованого ряду на основі середнього значення максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції (ФВК), застосування якого дозволяє знизити рівень завад множинного доступу і збільшити об'єм ансамбля.

Отримав подальшого розвитку метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними

властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками, реалізований на основі виділенні зі спектра послідовностей рівних смуг з наступним перенесенням до спільної області частот і подальшим застосуванням перестановок, що дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів при заданому рівні завад множинного доступу.

Практичне значення отриманих результатів досліджень полягає:

1) у розробленні програмної реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, який дозволяє покращити взаємокореляційні властивості сформованих ансамблів складних сигналів порівняно з відомими ансамблями на основі послідовностей з низьким рівнем енергетичної взаємодії і зменшити рівні максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції на 7-12 %.

2) розробленні програмної реалізації методу перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору, який дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів в m раз, де m – число перестановок частотних елементів.

3) розробленні програмної реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі використання послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками, який дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів порівняно з відомими ансамблями на 16-26 %.

Відповідно до теми дисертації опубліковано 11 наукових праць: з яких шість статей опубліковані у фахових наукових виданнях, затверджених МОН України (серед яких одна стаття у журналі, що індексується наукометричною базою WEB OF SCIENCE) і п'ять праць апробаційного характеру.

У вступі наведено актуальність теми дисертаційної роботи, зв'язок з науковими програмами, обґрунтовуються мета і завдання дослідження, визначено об'єкт і предмет дослідження, наведено перелік результатів дисертаційного дослідження, які визначають наукову новизну, сформульовано практичну

значущість отриманих наукових результатів, відомості про реалізацію, апробацію, публікацію наукових і практичних результатів дисертації та особистий внесок автора дисертаційної роботи в наукових статтях, які виконано у співавторстві.

У першому розділі проведено аналіз взаємкореляційних властивостей складних сигналів, який показує що відомі методи боротьби з завадами множинного доступу (ЗМД) не забезпечують зниження їхнього рівня до прийнятного значення при випадковому тимчасовому зсуві. Виявлено основні фактори, які впливають на величину ЗМД та число абонентів, що обслуговуються в когнітивних телекомунікаційних системах (КТС). Обґрунтовано необхідність розробки методів формування ансамблів складних сигналів для КТС з кодовим розділенням каналів на основі псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією у часовій та частотній областях, дослідження їхніх ансамблевих та взаємкореляційних властивостей.

У другому розділі отримав подальшого розвитку метод формування ансамблів складних сигналів в часовій області з урахуванням взаємкореляційних властивостей, який відрізняється від уже відомих розбиттям послідовностей на часові інтервали з подальшими перестановками на основі центрованого ряду. Сформовані за таким методом сигнали мають низький рівень ЗМД, який визначається значеннями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК.

Розроблений алгоритм реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, який дозволяє формувати ансамблі складних сигналів на основі послідовностей з мінімальною енергетичною взаємодією було реалізовано як програмний продукт у середовищі Matlab.

Результати проведеного дослідження взаємкореляційних властивостей сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду показують, що вони задовольняють умову мінімальної подоби і мають кращі, відносно відомих сигналів, взаємкореляційні властивості. Результати, отримані на основі проведених досліджень ансамблевих властивостей сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів

послідовностей на основі центрованого ряду доводять, що вони мають значно більший об'єм ансамблів, ніж ансамблі відомих сигналів, що застосовуються в КТС з кодовим розділенням каналів. Застосування утворених ансамблів складних сигналів із збільшеним об'ємом дозволить збільшити кількість одночасно обслуговуваних абонентів при низьких рівнях ЗМД.

У третьому розділі розроблено метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору. Сигнали, утворені за таким методом, мають низький рівень взаємної кореляції за рахунок перестановки частотних елементів шляхом повного перебору з рідних вихідних послідовностей, в різних смугах частот і змінній ширині смуг фільтрації, при цьому об'єм ансамбля складних сигналів можна збільшити на величину, яка дорівнює кількості частотних елементів.

Отримав подальшого розвитку метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями в частотній області, який відрізняється від уже відомих застосуванням смугової фільтрації до псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємдією в часовій області з наступним перенесенням в спільну область частот з подальшими перестановками, який забезпечує можливість формування ансамблів складних сигналів з необхідними рівнями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК та об'ємами, що значно перевищують об'єми ансамблів на основі відомих сигналів.

Розроблений алгоритм реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками було реалізовано як програмний продукт у середовищі Matlab.

У результаті проведених досліджень розраховані значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів не перевищують $R_{\max} \leq 3/\sqrt{B}$ і таким чином повною мірою задовольняють вимогу мінімальної подоби сигналів. Оптимальне значення смуги фільтрації дорівнює 0,2 % від загальної смуги частот

вихідних послідовностей. Сформовані ансамблі, отримані шляхом смугової фільтрації з перестановками мають гірші взаємкореляційні властивості, відносно сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду через те, що тривалість імпульсів збільшується пропорційно зменшенню смуги частот сигналу, але їхнє значення задовольняє умову мінімальної подоби і такі сигнали можуть застосовуватися в когнітивних телекомунікаційних системах. Результати оцінки ансамблевих властивостей доводять збільшення об'єму ансамбля складних сигналів, відносно об'єму ансамбля на основі вихідних послідовностей.

У четвертому розділі визначений спосіб вибору параметрів сигналів, який дозволяє підібрати оптимальні значення для вихідних послідовностей, на основі яких формують ансамблі сигналів збільшеного об'єму з заданими рівнями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК. Проведено порівняльну характеристику взаємкореляційних властивостей сигналів, яка показує, що сформовані ансамблі сигналів за методом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду мають кращі взаємкореляційні властивості ніж ансамблі на основі відомих сигналів. При цьому рівень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК розроблених сигналів на 7-12 % менше показників відомих сигналів. При оцінці рівнів максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сформованих сигналів, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками виявлено, що їхнє значення задовольняє умову мінімальної подоби і такі сигнали можуть застосовуватися в когнітивних телекомунікаційних системах. Результати, отримані при порівняльній характеристиці ансамблевих властивостей сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками з відомими сигналами показують збільшення об'єму ансамблів сигналів на 16-26 %.

Ключові слова: когнітивна телекомунікаційна система, складний сигнал, завада множинного доступу, максимальні викиди бічних пелюсток функції взаємної кореляції, об'єм ансамбля.

ABSTRACT

Indyk S. V. The formation methods of complex signal ensembles for cognitive telecommunication systems. – Qualifying scientific paper on the rights of the manuscript.

The dissertation submitted in fulfilment of the candidate of technical sciences degree on specialty 05.12.02 «Telecommunication systems and networks». - Ukrainian State University of Railway Transport of Ministry of Education and Science of Ukraine, Kharkiv, 2021.

The dissertation research is devoted to the development of the formation methods of complex signal ensembles for cognitive telecommunication systems, which allow increasing the volume of ensembles while providing a low level of multiple access interference.

The scientific novelty of the dissertation is due to a new approach to solving an important scientific and applied problem, which is to develop the formation methods of complex signals ensembles for cognitive telecommunication systems that increase the volume of ensembles while providing low levels of multiple access interference.

For the first time, a permutation method of frequency elements of signals by complete search was developed, which allows increasing the volume of complex signals ensembles by analyzing all possible combinations of frequency elements with subsequent selection of the optimal permutation.

The formation method of complex signals ensembles obtained by permutation of time intervals of sequences, which differs from the known ones in formation of a centered series based on the average value of the maximum emissions of side lobes of the CCF, has been improved.

The formation method of complex signals ensembles, based on sequences with improved intercorrelation properties, which are obtained by bandpass filtering with permutations, is implemented on the basis of selection from the spectrum of sequences of

equal bands with complex signals ensembles at a given level of multiple access interference.

The practical significance of the obtained research results is:

Development of software implementation of the formation method of complex signal ensembles, which are obtained by permutation of time intervals of sequences based on a centered series, which improves the correlation properties of formed complex signal ensembles in comparison with known ensembles based on sequences with low energy interaction and reduce levels of the maximum emissions of side lobes of the CCF by 7 - 12 %.

Development of a software implementation of the permutation method of frequency elements of signals by full search, which allows increasing the volume of ensembles of complex signals in m times, where m is the number of permutations of frequency elements.

Development of a software implementation of the formation method of complex signals ensembles, based on the use of sequences with improved intercorrelation properties, which are obtained by bandpass filtering with permutations, which allows to increase the volume of complex signals ensembles compared to known ensembles by 16-26 %.

According to the thesis, 11 scientific papers were published: 6 articles were published in professional scientific journals approved by the Ministry of Education and Science of Ukraine (including 1 article in the journal indexed by the WEB OF SCIENCE scientometric database) and 5 approbation papers.

The introduction presents the relevance of the thesis, the connection with scientific programs, substantiates the aim and research tasks of the study, and defines the object and subject of research. The list of results of the dissertation research, which determine the scientific novelty, is given; the practical significance of the obtained scientific results is formulated. Information on the implementation, testing, publication of scientific and practical results of the dissertation and the personal contribution of the author of the dissertation in scientific articles, which are co-authored are given.

In the first chapter, it was analyzed the intercorrelation properties of complex signals, which shows that the known methods of combating MAI (MAI - multiple access interference) do not reduce their level to an acceptable value at random time shift. The main factors influencing the value of the MAI and the number of subscribers served in the CTS (CTS – cognitive telecommunication system) are identified. The necessity of development of formation methods of complex signals ensembles for CTS with code division of channels on the basis of pseudorandom sequences with low interaction in time and frequency domains, research of their ensemble and intercorrelation properties is substantiated.

In the second chapter, the formation method of complex signals ensembles in the time domain, taking into account the intercorrelation properties, which differs from the already known ones in division of sequences into time intervals with subsequent permutations based on a centered series, was further developed. The signals generated by this method have a low level of MAI, which is determined by the values of the maximum emissions of the side lobes of the CCF.

An algorithm for implementing the formation method of complex signals ensembles obtained by permutation of time intervals of sequences based on a centered series, which allows to form complex signals ensembles based on sequences with minimal energy interaction was implemented as a software product in Matlab.

The study results of the intercorrelation properties of signals obtained by permutation of time intervals of sequences based on a centered series show that they satisfy the condition of minimum similarity and have better, in relation to known signals, intercorrelation properties. The results obtained from studies of the ensemble properties of signals obtained by permutation of time intervals of sequences based on a centered series, prove that they have a much larger volume of ensembles than ensembles of known signals used in cognitive telecommunication radio systems with code channel separation. The use of the formed ensembles of complex signals with the increased volume will allow increasing the number of simultaneously served subscribers at low levels of MAI.

In the third chapter the method of permutations of frequency elements of signals by full search is developed. The signals generated by this method have a low level of cross-correlation due to the permutation of frequency elements by complete search from different output sequences, in different frequency bands and changes in the width of the filter bands. In this case, the volume of complex signals ensemble can be increased by an amount equal to the number of frequency elements.

The formation method of complex signals ensembles, based on sequences with improved intercorrelation properties, in the frequency domain, which differs from the already known ones in application of bandpass filtering to pseudo-random sequences with low interaction in the time domain, with followed transfer to a common frequency domain, followed by permutations, provides the ability to form complex signals ensembles with the required levels of maximum emissions of the side lobes of the cross-correlation function and volumes that significantly exceed the volumes of ensembles based on known signals.

The developed algorithm for implementing the formation method of complex signals ensembles, based on sequences with improved intercorrelation properties, obtained by bandpass filtering with permutations was implemented as a software product in the Matlab environment.

As a result of the recent researches the calculated values of the maximum emissions of the side lobes of CCF of signals do not exceed $R_{\max} \leq 3/\sqrt{B}$, therefore fully satisfy requirements of the minimum similarity of signals. The optimal value of the filter band is equal to 0,2 % of the total frequency band of the output sequences. Formed ensembles obtained by permutation bandpass filtering have worse intercorrelation properties as compared to signals obtained by permutation of time series sequences based on a centered series due to the fact that the pulse duration increases in proportion to the decrease of the signal bandwidth, but their value satisfies the minimum similarity condition and such signals can be used in cognitive telecommunications systems. The results of the ensemble properties estimation show

an increase in the volume of the complex signals ensemble relative to the volumes of ensembles based on the original sequences.

The fourth chapter defines the method of selecting signal parameters, which allows you to select the optimal values for the output sequences, based on which form signals ensembles of increased volume with specified levels of maximum emissions of the side lobes of CCF. The comparative characteristic of intercorrelation properties of signals is studied, which shows that the formed signal ensembles, by the method of time sequences intervals permutation on the basis of the centered series, have better intercorrelation properties than ensembles on the basis of known signals. The level of maximum emissions of the side lobes of the CCF of the developed signals is 7-12 % less than the known signals. When estimating the levels of maximum emissions of the side lobes of the CCF generated signals, which are obtained by bandpass filtering with permutations, it was found that their value satisfies the condition of minimum similarity and such signals can be used in cognitive telecommunications systems. The results obtained by comparative characterization of ensemble properties of signals, based on sequences with improved intercorrelation properties, which were obtained by bandpass filtering with permutations with known signals show an increase in the volume of signal ensembles by 16-26 %.

Keywords: cognitive telecommunication system, complex signal, multiple access interference, the maximum emission of the side lobes of CCF, ensemble volume.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті в наукових фахових виданнях, що входять до переліку, затвердженого ДАК МОН України:

1. Індик С. В. Аналіз адаптивних алгоритмів стану дискретного каналу за результатами аналізу якості приймання блока даних. Збірник наукових праць

Української державної академії залізничного транспорту. Харків: УкрДАЗТ, Вип. 98. 2008. С. 32-37.

2. Indyk S., Lysechko V. The study of ensemble properties of complex signals obtained by time interval permutation. *Advanced Information Systems*. 2020. Vol. 4, № 3. P. 85-88. DOI: 10.20998/2522- 9052.2020.3.11.

3. Indyk S., Lysechko V. Method of permutation of intervals, taking into account correlation properties of segments. *Control, navigation and communication system*. 2020. Issue 3 (61). P. 128-130. DOI:10.26906/SUNZ.2020.3.

4. Indyk S. V., Lysechko V. P., Zhuchenko O. S., Kitov V. S. The formation method of complex signals ensembles by frequency filtration of pseudo-random sequences with low interaction in the time domain. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. Issue 4 (55). P. 7-15. DOI 10.15588/1607-3274-2020-4-1 **[WEB OF SCIENCE]**.

5. Індик С. В., Лисечко В. П. Дослідження ансамблевих властивостей складних сигналів, отриманих за рахунок частотної фільтрації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією в часовій області. *Збірник наукових праць*. Харків: ХУПС ім. І. Кожедуба. 2020. Вип. 4 (66). С. 46-50. DOI: 10.30748/zhups.2020.66.06

6. Indyk S. V., Lysechko V. P. The formation method of complex signals ensembles with increased volume based on the use of frequency bands. *Control, navigation and communication system*. 2020. Issue 4 (62). P. 119-121.

Статті у збірниках за матеріалами конференцій:

1. Індик С. В., Лисечко В. П. Вплив частотної фільтрації на взаємокореляційні характеристики ансамблів складних сигналів. *Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління: тези доповідей VII Міжнар. наук.-техніч. конф. (Полтава, 20 - 21 квітня 2017 р.)* Полтава: ПНТУ. 2017. С. 6.

2. Індик С. В., Лисечко В. П. Дослідження кореляційних характеристик ансамблів складних сигналів отриманих за рахунок перестановок частотних

ділянок псевдовипадкових послідовностей. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*: тези доповідей 33-ї Міжнар. наук.-практ. конф. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті (Харків, 30 жовтня 2020 р.). Харків: УкрДУЗТ, 2020. Вип. 3. С. 24-25.

3. Індик С. В., Лисечко В. П. Статистичний аналіз властивостей ансамблів складних сигналів отриманих за рахунок перестановок ранжованих часових інтервалів. *Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій*: тези доповідей X Міжнар. наук.-практ. конф., (Запоріжжя, 07–09 жовтня 2020 р.). Запоріжжя: НУЗП. 2020. С. 29-30.

4. Індик С. В., Лисечко В. П. Метод формування ансамблів складних сигналів за рахунок аналізу частотної вибірки смуг спектра псевдовипадкових послідовностей з малою енергетичною взаємодією. *Застосування Сухопутних військ Збройних Сил України у конфліктах сучасності*: тези доповідей Всеукр. наук.-практ. конф., (Львів, 20 листопада 2020 р.). Львів: НАСВ. 2020. С. 154-155.

5. Індик С. В., Лисечко В. П. Аналіз статистичних характеристик ансамблів складних сигналів з покращеними взаємкореляційними властивостями. *Електронні та мехатронні системи: теорія, інновації, практика*: тези доповідей VI Всеукр. наук.-практ. конф., (Полтава, 06 листопада 2020 р.). Полтава: НУПП. 2020. С. 193-166.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	17
ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ШЛЯХІВ ЗБІЛЬШЕННЯ ОБ'ЄМУ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОГНІТИВНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	26
1.1. Загальна характеристика когнітивних телекомунікаційних систем	26
1.2. Аналіз взаємкореляційних властивостей складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем	28
1.3. Оцінювання впливу завад множинного доступу на роботу когнітивних телекомунікаційних систем	33
1.3.1 Оцінювання впливу завад множинного доступу на роботу когнітивних телекомунікаційних систем з урахуванням енергетичних властивостей сигналів	33
1.3.2 Оцінювання впливу завад множинного доступу на роботу когнітивних телекомунікаційних систем з урахуванням кореляційних властивостей сигналів	38
1.4 Аналіз методів зменшення завад множинного доступу	44
1.5 Висновки до розділу 1.	46
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДУ ФОРМУВАННЯ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ В ЧАСОВІЙ ОБЛАСТІ З УРАХУВАННЯМ ВЗАЄМОКОРЕЛЯЦІЙНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ	47
2.1 Реалізація процедури розбиття вихідних послідовностей на часові інтервали	47
2.2 Метод формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду	59

2.3 Дослідження властивостей ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі рейтингового ряду	66
2.4. Висновки до розділу 2	71
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДУ ФОРМУВАННЯ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ З ПОКРАЩЕНИМИ ВЗАЄМОКОРЕЛЯЦІЙНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ, В ЧАСТОТНІЙ ОБЛАСТІ	72
3.1 Метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору	73
3.2 Метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками	79
3.3 Аналіз взаємокореляційних властивостей ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками	87
3.4 Оцінювання об'єму ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками	94
3.5 Висновки до розділу 3	99
РОЗДІЛ 4. ОЦІНЮВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ СФОРМОВАНИХ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОГНІТИВНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	101
4.1 Розроблення практичних рекомендацій з вибору параметрів сформованих сигналів	101
4.2 Порівняльна характеристика взаємокореляційних властивостей відомих сигналів з розробленими сигналами	105
4.3 Порівняння об'ємів відомих сигналів з розробленими сигналами	107

	16
4.4 Висновки до розділу 4	111
ВИСНОВКИ	113
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	117
Додаток А Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду	126
Додаток Б Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками	134
Додаток В Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації розрахунків взаємкореляційних властивостей сигналів	144
Додаток Г Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації	151
Додаток Д Акти впровадження результатів дисертаційної роботи	154

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

CRS – (Cognitive Radio System) – когнітивна радіосистема
IEEE 802.22 – Стандарт безпроводових регіональних мереж
WRAN – Wireless Regional Area Network
LTE – (Long Term Evolution)
CCF – cross-correlation function
MAI – multiple access interference
SSF – функція сканування спектра;
ШСС – широкополосний сигнал
КТС – когнітивна телекомунікаційна система
ЗМД – завада множинного доступу
РЕС – радіоелектронна система
АФХ амплітудно-частотна характеристика
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
ФВН – функція відносної невизначеності
ФН – функція невизначеності
ФАК – функція автокореляції
ФВК – функція взаємної кореляції
АС – абонентська станція
БС – базова станція
ШПФ – швидке перетворення Фур'є

ВСТУП

Актуальність роботи. Для збільшення ефективності використання транспортного потенціалу України, зокрема як транзитної держави, необхідним є розвиток інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами з урахуванням сучасних вимог у сфері зв'язку, навігації та спостереження. Удосконалення державної інтегрованої інформаційної системи забезпечить одержання органами управління, державної влади та іншими користувачами просторово-часової достовірної інформації про місцезнаходження рухомих об'єктів і їхні характеристики, раціональне використання систем і засобів зв'язку, навігації і спостереження шляхом їхньої інформаційної інтеграції, сприятиме впровадженню сучасних інформаційних, телекомунікаційних і радіотехнологій. Це підвищить рівень комунікації та зворотного зв'язку між органами управління транспортом, транспортними підприємствами та користувачами транспортних послуг, підвищить ефективність управління транспортом та якість транспортно-логістичних послуг, сприятиме мінімізації економічних втрат при перевезенні вантажів, скороченню простоїв транспортних засобів і рентабельності вантажних перевезень.

Збільшення попиту на додаткову пропускну здатність з боку різних служб радіозв'язку в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу призводить до ускладнення середовища управління використанням спектра. Для вирішення цих завдань необхідно застосовувати інноваційні методи, що дозволять забезпечити ефективне використання служб, розподілених у смузі частот, у тому числі спільне використання обмежених радіочастотних ресурсів. Застосування підходів на основі динамічного доступу може сприяти ефективному використанню спектра. Однак для його реалізації необхідно вирішити ряд складних завдань, основним з яких є впровадженням нових сигнально-кодових конструкцій. При вирішенні цих завдань доцільно використовувати інноваційні функціональні можливості радіосистем на основі когнітивних технологій. У системах радіозв'язку на основі множинного доступу абонентські сигнали

перекриваються за частотою і зсунуті один відносно одного в часі випадково, внаслідок чого виникають ЗМД. Такі завади мають значний вплив на якість зв'язку та кількість абонентів, що обслуговуються одночасно, і закладені в самих принципах побудови КТС. Розвитку даного напрямку присвячені роботи J. Mitola III, H. Arslan, G. Q. Maguire Jr., S. Haykin, P. Setoodeh.

Питанням удосконалення сигнально-кодових конструкцій займаються як вітчизняні, так і закордонні вчені. Зокрема використання імпульсних складних сигналів у радіолокації запропонував Е. Хатман. На розвиток теорії складних сигналів суттєво вплинули роботи Р. Бенджаміна, Ч. Кука та М. Бернфельда. Р. Хартлі ввів поняття логарифмічної міри інформації. Д. В. Агєєв поклав початок досліджень кодового ущільнення та розділення. Внесок до розвитку теорії і техніки генерування і обробки складних сигналів внесли: Л. Є. Варакін, В. П. Іпатов, І. М. Пишкін, Т. О. Оганов, О. О. Харкевич, В. М. Харченко, В. П. Лисечко. У роботах приділяється увага завданням боротьби з завадами множинного доступу, які виникають при одночасній роботі радіосистем у загальній смузі частот і впливають на кількість одночасно обслуговуваних абонентів та якість зв'язку між ними, але завдання збільшення об'єму ансамблів сигналів розглянуті недостатньо.

Таким чином, існує необхідність розроблення нових методів формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, для когнітивних телекомунікаційних систем на основі множинного доступу.

Результати дисертаційної роботи можуть бути використані для підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу як існуючих, так і перспективних когнітивних телекомунікаційних мереж на основі систем з кодовим розділенням каналів.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами. Дослідження у дисертаційній роботі безпосередньо пов'язані з такими положеннями: НДР Українського державного університету залізничного транспорту «Дослідження загальнодержавних вимог до розподілу частот України, новітніх цифрових систем технологічного радіозв'язку та розроблення плану використання

радіочастотного ресурсу мереж технологічного радіозв'язку АТ «Українська залізниця»» (ДР№ 0121U100191), а саме – вдосконалено метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, сформованих шляхом смугової фільтрації з наступним перенесенням в спільну область частот отриманих частотних елементів та перестановкою, що дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів при заданому рівні завад множинного доступу у порівнянні з відомими ансамблями на 16-26 %;

НДР Національної академії Національної Гвардії України, шифр «Поляна 3» (ДР№ 0116U004048), а саме – вдосконалено метод формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей за рахунок використання центрованого ряду на основі середніх значень максимальних викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції отриманих послідовностей, застосування якого дозволяє знизити рівень завад множинного доступу на 7-12 %;

Концепція розвитку телекомунікацій в Україні, схвалена розпорядженням Кабінету Міністрів України від 7 червня 2006 р., № 316-р (із змінами, внесеними згідно з Розпорядженням КМ № 1612-р (1612-2008-р) від 27.12.2008 р.);

Стратегія сталого розвитку «Україна–2020», схвалена Указом Президента України від 12 січня 2015 р. № 5/2015.226. Тема дисертаційної роботи пов'язана з пріоритетними напрямками розвитку науки і техніки, наведеними в «Переліку пріоритетних тематичних напрямів, наукових досліджень і науково-технічних розробок на 2011-2015 р.», затверджені Постановою Кабінету міністрів України № 942 від 7 вересня 2011 р.;

Постанова про затвердження Правил надання та отримання телекомунікаційних сервісів від 11 квітня 2012 р. № 295 (із змінами, внесеними згідно з Постановою КМ № 14 від 15.01.2020 р.).

Дисертаційні дослідження виконувались у відповідності до наукового напрямку кафедри транспортного зв'язку Українського державного університету залізничного транспорту.

Мета роботи і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розроблення методів формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем, які дозволяють збільшити об'єм ансамблів при забезпеченні низького рівня завад множинного доступу.

Для досягнення вищезазначеної мети необхідно вирішити такі **часткові завдання досліджень**:

1. Провести аналіз шляхів збільшення об'єму ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем.
2. Розробити метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору.
3. Удосконалити метод формування ансамблів складних сигналів в часовій області з урахуванням взаємкореляційних властивостей.
4. Розвинути метод формування ансамблів складних сигналів на основі використання послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями в частотній області.
5. Розробити програмну реалізацію методів формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями у часовій та частотній областях.
6. Дослідити кореляційні та ансамблеві властивості отриманих сигналів.

Об'єктом досліджень є процес формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем.

Предметом досліджень являються методи формування ансамблів складних сигналів, отриманими шляхом перетворення послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями.

Методи дослідження. При вирішенні часткових наукових завдань дисертаційної роботи використовувались методи теорії ймовірностей і випадкових процесів, статистичної теорії зв'язку, при розробленні методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, методу перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору та методу

формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками – числові методи обробки емпіричних даних.

Для підтвердження достовірності отриманих теоретичних результатів застосовувались методи імітаційного моделювання. Аналіз результатів експериментальних досліджень проводився з використанням методів математичної статистики, програмні продукти побудовані на основі середовища Matlab.

Вибір методів досліджень забезпечив достовірність отриманих результатів і висновків, що підтверджується збіжністю результатів експериментальних досліджень з теоретичними і практичними результатами, відображеними в публікаціях, і обумовлений відповідністю положенням теорії обробки сигналів.

Наукова новизна положень, розроблених особисто здобувачем обумовлена новим підходом до вирішення важливого науково-прикладного завдання, що полягає у розробленні методів формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем, які дозволяють збільшити об'єм ансамблів при забезпеченні низького рівня ЗМД.

1. Вперше розроблено метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору, який дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів за рахунок аналізу всіх можливих комбінацій частотних елементів з подальшим вибором оптимального варіанта перестановок.

2. Удосконалено метод формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей, який відрізняється від відомих формуванням центрованого ряду на основі середнього значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК, застосування якого дозволяє знизити рівень завад множинного доступу і збільшити об'єм ансамбля.

3. Отримав подальшого розвитку метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками,

реалізований на основі виділенні зі спектра послідовностей рівних смуг з наступним перенесенням в спільну область частот і подальшим застосуванням перестановок, що дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів при заданому рівні ЗМД.

Практичне значення отриманих результатів досліджень полягає:

1) у розробленні програмної реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманими шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, який дозволяє покращити взаємокореляційні властивості сформованих ансамблів складних сигналів у порівнянні з відомими ансамблями на основі послідовностей з низьким рівнем енергетичної взаємодії і зменшити рівні максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції на 7-12 %.

2) розробленні програмної реалізації методу перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору, який дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів в m раз, де m – число перестановок частотних елементів.

3) розробленні програмної реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі використання послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками, який дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів у порівнянні з відомими ансамблями на 16-26 %.

Отриманні в роботі результати знайшли практичне впровадження та використання: в НДР Українського державного університету залізничного транспорту «Дослідження загальнодержавних вимог до розподілу частот України, новітніх цифрових систем технологічного радіозв'язку та розроблення плану використання радіочастотного ресурсу мереж технологічного радіозв'язку АТ «Українська залізниця»» (ДР№ 0121U100191);

НДР Національної академії Національної Гвардії України, шифр «Поляна 3» (ДР№ 0116U004048).

Особистий внесок здобувача. Всі результати викладені у дисертаційній роботі, отримані автором самостійно. У роботах, виконаних у співавторстві і опублікованих у наукових фахових виданнях України та виданнях України, які включені до міжнародних наукометричних баз, особистий внесок автора полягає у розробленні методів формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем. У статтях, які були опубліковані у співавторстві, здобувачу належать такі результати: у роботі [17] – метод перестановки інтервалів з урахуванням взаємкореляційних властивостей сегментів, у роботі [18] проведено дослідження властивостей ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановок часових інтервалів на основі центрованого ряду, у роботі [30] – метод формування ансамблів складних сигналів шляхом частотної фільтрації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, у роботі [31] проведено дослідження ансамблевих властивостей складних сигналів, отриманих за рахунок частотної фільтрації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, у роботі [38] – метод формування ансамблів складних сигналів збільшеного об'єму на основі використання частотних смуг.

Апробація результатів дисертації. Основні положення і результати, одержані в процесі досліджень, доповідалися, обговорювалися та ухвалені на таких конференціях: VII Міжнародній науково-технічній конференції (Полтава, 20-21 квітня 2017 р.); 33-й Міжнародній науково-практичній конференції (Харків, 30 жовтня 2020 р.); X Міжнародній науково-практичній конференції (Запоріжжя, 07–09 жовтня 2020 р.); Всеукраїнській науково-практичній конференції (Львів, 20 листопада 2020 р.); VI Всеукраїнській науково-практичній конференції (Полтава, 06 листопада 2020 р.).

У повному обсязі результати дисертаційної роботи заслухано та схвалено на розширеному засіданні кафедри транспортного зв'язку Українського державного університету залізничного транспорту.

Публікації. Результати наукових досліджень відображено в 11 друкованих працях, зокрема в шести статтях у наукових фахових виданнях України (з них п'ять – у наукових фахових виданнях України, одна у журналі, внесеному до міжнародної

наукометричної бази даних WEB OF SCIENCE), п'ять публікацій у матеріалах міжнародних наукових конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і додатків. Повний обсяг дисертації складає 156 сторінок, у тому числі 116 сторінок основного тексту, 31 рисунок, 9 таблиць, список використаних джерел із 114 найменувань на 9 сторінках і 5 додатків на 31 сторінці.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ШЛЯХІВ ЗБІЛЬШЕННЯ ОБ'ЄМУ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОГНІТИВНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

1.1 Загальна характеристика когнітивних телекомунікаційних систем

У результаті розвитку безпроводових технологій практично весь частотний діапазон розподілений і ліцензований. Впровадження і використання нових сервісів стає дедалі важчим, а в деяких випадках їхня реалізація зовсім неможлива. Нові можливості ефективного використання радіочастотного спектра надає стандарт IEEE 802.22 WRAN [1, 59]. Даний стандарт описує безпроводові регіональні мережі (від англ. Wireless Regional Area Network, WRAN), які використовують незайнятий спектр телевізійної смуги частот в діапазоні 54-862 МГц. Перевагою даного частотного діапазону є відносно низький рівень виробничих і іоносферних шумів, розумні габарити антен для ефективного прийому і передачі сигналу, відмінні характеристики поширення сигналу та можливість для забезпечення великих зон покриття.

Так як значна частина частотного діапазону використовується для мереж наземного телевізійного мовлення, робота стандарту IEEE 802.22 заснована на застосуванні когнітивного радіозв'язку, щоб забезпечити електромагнітну сумісність системи широкосмугового радіодоступу і наземного телевізійного мовлення в одному географічному районі [94-97, 115]. Таким чином, стандарт ефективно використовує доступний спектр частот без необхідності отримання ліцензії. У результаті чого стає можливою передача даних зі швидкістю до 22 Мбіт/с, а зона покриття збільшується у радіусі до 100 км [2, 59]. Технологія когнітивного радіозв'язку передбачає використання області динамічного доступу до спектра, в якому мережа динамічно визначає і використовує частину спектра, яка не використовується іншими системами [64-67].

У стандарті IEEE 802.22 для аналізу спектра навколишнього середовища застосовується метод геолокації, формування бази даних і сканування частотного спектра [3]. Управління частотним спектром в стандарті IEEE 802.22

є когнітивною функцією, за яку відповідає базова станція. Вона використовує вхідні дані щоб прийняти рішення щодо частотного каналу який буде використовуватися. Якщо, у процесі роботи, буде встановлено, що робота мережі WRAN на каналі N може створити завади для трансляції діючих передавачів, що працюють, може бути застосоване зменшення граничної випромінюваної потужності обладнання користувача, використовуючи метод управління потужністю передачі [102, 103]. Якщо таке зниження потужності не забезпечує необхідної якості передачі в системі стандарту IEEE 802.22 відбувається пошук іншого частотного каналу. Також можливе зменшення випромінюваної потужності на базовій станції для зниження завад, але у багатьох випадках таке зниження не дозволить працювати мережі WRAN з віддаленими користувачами, що потребує заміни частотного діапазону для базової станції і пов'язаних з нею пристроями користувачів [68, 104]. Приклад узагальненої моделі когнітивної телекомунікаційної системи приведено на рис. 1.1.

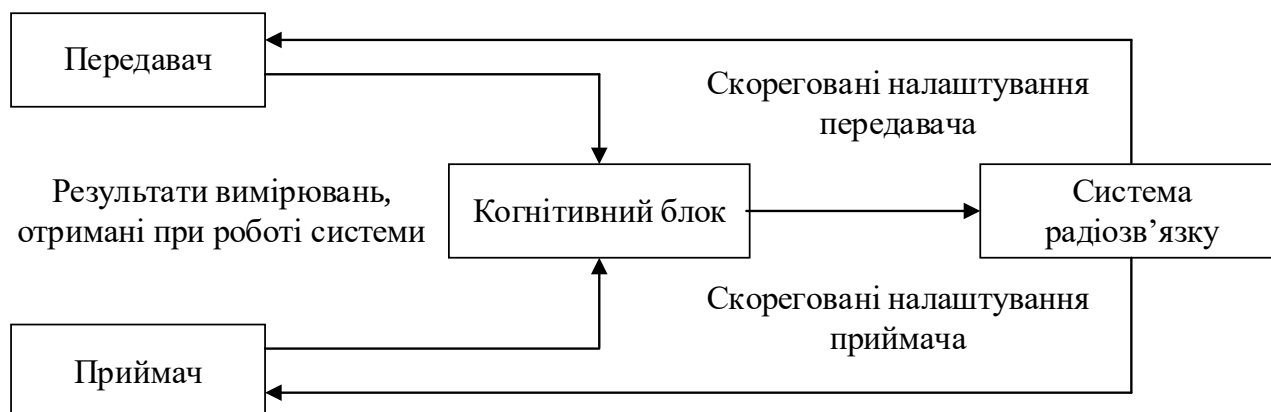


Рис. 1.1. Узагальнена модель когнітивної телекомунікаційної системи

Перевагою стандарту IEEE 802.22 є унікальний підхід у використанні радіочастотного діапазону, а застосування технології когнітивного радіо можливе в будь-якій службі радіозв'язу, з метою збільшення кількості одночасно обслуговуваних користувачів [4, 69].

1.2 Аналіз взаємкореляційних властивостей складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем

Принцип роботи системи з кодовим розділенням каналів полягає в тому, що абоненти працюють в одній смузі частот і в однаковий час за допомогою сигналів, що не впливають один на одного на прийомі. Такі сигнали відрізняються кодовими послідовностями, за допомогою яких і передається інформація, при цьому сигнали різних абонентів суттєво відрізняються за формою. При такому способі передачі інформація забезпечується адресою у вигляді виділених сигналів. Таким чином реалізується асинхронний режим спільної роботи заданої кількості абонентів [5, 6, 70].

При проектуванні когнітивних телекомунікаційних систем з великою кількістю абонентів одним з головних питань буде вибір сигналів. З метою забезпечення великої кількості абонентів пропонується використання систем з широкосмуговими сигналами (ШСС) [71-73]. Під системою сигналів мається на увазі множина сигналів, що визначається єдиним правилом побудови. Об'ємом системи сигналів L називається загальне число сигналів у системі.

Розрізняють малі системи сигналів з $L = \sqrt{B} \ll B$, нормальні системи з $L \approx B$ і великі системи з $L \gg B$ [74]. Більшість відомих систем сигналів є малими або нормальними. Для сучасних систем зв'язку необхідно мати системи ШСС, обсяг яких експоненціально залежить від бази [7, 8]:

$$L = c \cdot \exp(\gamma B), \quad (1.1)$$

де c, γ – постійні;

B – база сигналу.

Реалізація такого закону необхідна для збільшення обсягу системи. Якщо такий закон реалізувати не можна, то необхідно реалізувати великі системи, об'єм яких зростає за степеневим законом [7, 8]:

$$L = cB^n, \quad (1.2)$$

де c, n – постійні, причому $n > 1$.

База сигналу визначається як добуток ширини спектра сигналу на його тривалість:

$$B = \Delta F \cdot T, \quad (1.3)$$

де ΔF – ширина спектра сигналу;

T – тривалість сигналу.

Сигнали, що входять в систему, повинні забезпечувати мінімально можливий рівень взаємних завад, який в основному визначається допустимим рівнем максимальних значень ФВК [7]:

$$R_{\max} = \frac{\alpha}{\sqrt{B}}, \quad (1.4)$$

де $\alpha = 1 \div 5$ і визначається методом формування кодової послідовності.

Сучасні умови вимагають вирішення завдання розробки методів побудови великих систем ШСС з поліпшеними, в порівнянні з існуючими, взаємокореляційними властивостями. Алгоритми побудови систем сигналів повинні бути детермінованими, оскільки сигнали повинні бути відомими на приймальній стороні.

В сучасних системах зв'язку з кодовим розділенням каналів найбільш часто використовуються наступні класи сигналів:

1. Фазоманіпульовані сигнали (ФМ), які представляють собою послідовність радіоімпульсів, фази яких змінюються по заданому закону. При цьому радіочастотному ФМ сигналу відповідає сигнал, що складається з позитивних і негативних імпульсів. Тривалість одного імпульсу T_0 визначається наступним виразом [7, 8]:

$$T_0 = \frac{T}{N}, \quad (1.5)$$

де T – тривалість послідовності;

N – кількість імпульсів в послідовності.

Вираз, що визначає ширину спектра послідовності ΔF має вигляд [7, 8]:

$$\Delta F = \frac{1}{T_0} = \frac{N}{T}. \quad (1.6)$$

2. Дискретні частотні сигнали (ДЧ), які представляють собою послідовність радіоімпульсів, несучі частоти яких змінюються по заданому закону. Тривалість елемента в ДЧ сигналі дорівнює [7, 9, 10]:

$$T_0 = \frac{T}{M}, \quad (1.7)$$

де M – число елементів в ДЧ сигналі.

Ширина спектра ДЧ сигналу визначається виразом [50, 76]:

$$F = \frac{1}{T_0} = \frac{M}{T}. \quad (1.8)$$

База ДЧ сигналу:

$$B = M^2. \quad (1.9)$$

3. Дискретні складові частотні сигнали (ДСЧ) є ДЧ сигналами, у яких кожен імпульс являє собою завадоподібний сигнал [7, 8].

Для ефективного поділу сигналів ансамблю повинна виконуватися умова ортогональності [7, 77]:

$$\frac{1}{E} \int_0^T u_j(t) u_i(t) dt = 0, \quad \text{при } i \neq j, \quad (1.10)$$

де $u_i(t)$, $u_j(t)$ – відповідно i -й і j -й сигнали ансамблю;

E – енергія сигналів.

При використанні складних сигналів і при асинхронній роботі виконати умову (1.10) практично не можливо. Для існуючих ансамблів складних сигналів характерним є рівень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК, який визначається співвідношенням (1.4) [7, 8, 77].

Відомі класи складних сигналів, як правило, формуються на основі послідовностей відеоімпульсів, утворених за певним правилом. До таких послідовностей можна віднести: М-послідовності, послідовності Голда, Касамі, нелінійні послідовності, багатофазні сигнали та інші [8, 14].

Структура сигналів, які використовуються в якості абонентських, визначає величину і характер ЗМД і, відповідно, завадозахищеність системи, ефективність використання частотного спектра і максимальне число активних абонентів $la_{\max}$ [10, 11, 105]. Реалізація систем передачі, сигнали яких перекриваються за частотою, можлива за рахунок використання в якості переносників інформації окремих абонентських сигналів.

В системах передачі характеристики якості обслуговування абонентів та достовірності інформації, що передається жорстко взаємопов'язані. Внаслідок наявності в системі взаємних завад достовірність передачі інформації залежить від числа і активності абонентів, а також від потужності випромінюваних ними сигналів. Таким чином для підвищення завадостійкості системи необхідно знижувати число одночасно працюючих абонентів, або використовувати інші способи, наприклад застосовуючи адаптивні алгоритми контролю стану каналу за результатами аналізу якості приймання блоку даних [52]. Вибір адаптивного алгоритму дозволяє ефективно визначати стан каналу і провести оптимізацію відповідних параметрів системи. На основі проведених досліджень в [53] виявлено, що застосування адаптивного алгоритму із ковзним вікном

спостереження підвищує ефективність системи передачі інформації, але при цьому відбувається ускладнення апаратної та програмної частини системи передачі.

Іншим способом підвищення якості обслуговування є застосування сигналів з поліпшеними взаємкореляційними властивостями [78, 86, 108], які оцінюють за допомогою значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК в залежності від кількості імпульсів у послідовностях. Приклад таких сигналів подано в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1.

Значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК відомих сигналів

N (кількість символів у послідовностях)	Значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК		
	Нелінійні послідовності	M-послідовності	Багатофазні сигнали
40	0,092	0,341	0,058
100	0,0797	0,2354	0,041
256	0,0626	0,1186	0,0207
512	0,0612	0,0863	0,0123

Розглянуті послідовності мають гарні взаємкореляційні властивості, але в реальних умовах [7, 11] сигнали окремих абонентів перекриваються за частотою і зсунуті випадковим чином один відносно одного в часі, тому умова ортогональності (1.10) при $i \neq j$ для них не виконується. Отже між такими сигналами виникають завади множинного доступу. Наявність ЗМД є особливістю систем радіозв'язку з кодовим розділенням каналів [79, 109]. Тому при проектуванні когнітивних телекомунікаційних мереж потрібно оцінювати їхній вплив.

1.3 Оцінювання впливу завад множинного доступу на роботу когнітивних телекомунікаційних систем

1.3.1 Оцінювання впливу завад множинного доступу на роботу когнітивних телекомунікаційних систем з урахуванням енергетичних властивостей сигналів

В системах множинного доступу абонентські сигнали перекриваються випадковим чином за частотою і зсунуті випадково один відносно одного у часі, внаслідок чого виникають ЗМД [80, 81].

Джерелом таких завад є одночасна робота абонентських радіостанцій в межах однієї системи в загальній смузі частот у вигляді взаємодії сигналів різних абонентів за рахунок неідеальних взаємкореляційних характеристик і значною мірою впливають на кількість обслуговуваних користувачів і якість зв'язку між ними [82, 83]. На рис. 1.2 представлена схема, що ілюструє утворення ЗМД.

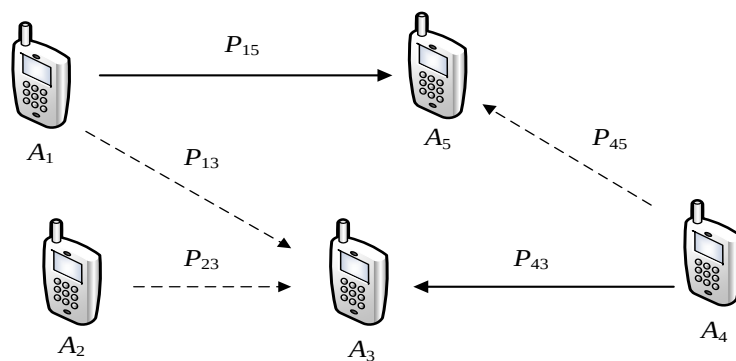


Рис. 1.2. Схема утворення ЗМД

Сигнал P_{43} є корисним, P_{13} та P_{23} – завади для абонента A_3 . Відстань між абонентами A_1 та A_3 приблизно однакова – $L_{13} \approx L_{43}$. У результаті оцінки відстані між абонентами, при якій можна впевнено розрізнити корисний сигнал на фоні завад з урахуванням того, що рівень бічних пелюсток ФВК не перевищує $0,1 R_{\max}$,

тоді вплив завад можна не враховувати. Маємо співвідношення

$$\log_2 \frac{L_{43}}{L_{13}} \cdot \frac{(2 \dots 5)}{\sqrt{B}} = 0.1. \text{ При базі } B=10000 \text{ відношення відстаней } L_{43}/L_{13}=2^{1.25 \dots 0.5}. \text{ Таким}$$

чином при $R_{ij \max} \approx 5/\sqrt{B}$ відстань між абонентами A_1 та $A_3 - L_{13} = 11,3$ км, а при $R_{ij \max} \approx 2/\sqrt{B} - L_{13} = 6,7$ км. З прикладу видно, що мінімальна відстань між абонентами, яка дозволяє відрізнати корисний сигнал від завади, варіюється в значних межах, що не припустимо в сучасних КТС, а вплив ФВК на рівень ЗМД є доволі суттєвим. На вході приймача кожного абонента КТС діє сума сигналів

$$\sum_{i=1}^{l_a} S_i(t), \text{ один з яких буде корисним сигналом, що адресований цьому абонентові,}$$

тоді $(l_a - 1) = l_3$ – заважаючим при $l_a \gg 1, l_3 = l_a$. В результаті дії сукупності сигналів на виході пристрою виділення корисного сигналу виникають ЗМД. Оцінку параметрів системи необхідно проводити з урахуванням як власних завад приймача, так і ЗМД, які значною мірою переважають вплив власних завад.

$$\text{Процес } \sum_{i=1}^{l_a} S_i(t) \text{ можна вважати нормальним і стаціонарним, згідно [10], за умови}$$

визначеності числа і характеру ЗМД, достатнього для виконання умови центральної граничної теореми і для невеликих проміжків часу, які відповідають тривалості одного елемента або ряду елементів корисного сигналу. В такому випадку прийом адресного сигналу абонента ведеться на фоні гаусівського шуму, яким апроксимується ЗМД [110, 111].

Для визначення параметрів, від яких залежить завадозахищеність КТС, з урахуванням дії ЗМД, будемо використовувати кількісні співвідношення, що відображаються у загальному вигляді. Якщо інформація передається у двійковому вигляді в загальній смузі частот ΔF , враховуючи кількість активних абонентів – l_a і P_J – потужність абонентських сигналів, що заважають, при цьому: $j = 1 \dots l_3; l_3 = l_a - 1$, тоді потужність завади на вході приймача буде визначатися виразом [10]:

$$P_{ЗМД} = \sum_{j=1}^{l_m} P_j . \quad (1.11)$$

Рахуємо, що ЗМД (1.11) має рівномірну спектральну щільність потужності в межах загальної смуги частот, тоді її спектральна щільність потужності [10]:

$$N_{ЗМД} = \frac{P_{ЗМД}}{F} = \frac{1}{F} \sum_{j=1}^{l_3} P_j . \quad (1.12)$$

Відношення сигнал/ЗМД має вигляд [10, 11, 84]:

$$h^2 = \frac{2E}{N_n} , \quad (1.13)$$

де E – енергія прийнятого сигналу;

N_n – спектральна щільність завади.

Зробимо припущення, що ЗМД розподіляється по нормальному закону, тоді завадостійкість КТС можна характеризувати виразом (1.13). При рівності тривалості сигналів $T_i = T$ і потужності корисного сигналу $P_{сер}$ значення енергії сигналу визначається як: $E = P_{сер} \cdot T$. Підставляючи це значення в (1.12) з заміною $N_n = N_{ЗМД}$, у результаті отримаємо відношення сигнал/ ЗМД [11]

$$h^2 = \frac{P_c}{\sum_{j=1}^{l_3} P_j} B . \quad (1.14)$$

При рівності за потужністю заважаючого і корисного сигналів, тобто $P_c = P_j$, з виразу (1.14), як наслідок, отримуємо [11, 12]:

$$h^2 = \frac{B}{l_3} = \frac{B}{l_a - 1}. \quad (1.15)$$

З виразу (1.15) бачимо, що завадостійкість визначається як відношення енергетичної бази сигналу B до числа абонентських сигналів, що заважають l_m . При $l_a \gg 1$, $l_3 \approx l_a$ і чим більше це відношення – тим краще. Число активних абонентів l_a і енергетична база сигналів B безпосередньо зв'язані з завадостійкістю системи через $h^2_{ЗМД}$. Можна зробити висновок, що чим більше активних абонентів працює в КТС – тим вище рівень ЗМД і нижче завадостійкість системи. Підвищення завадостійкості можливе за рахунок збільшення енергетичної бази B абонентських сигналів, тобто розширення смуги ΔF і збільшення тривалості сигналу T_i . Наслідком, згідно з формулою (1.11), є зменшення спектральної щільності ЗМД $N_{ЗМД} = P_{сер}/F_i$, а також згідно $E_{сер} = P_{сер}T_i$ – збільшується енергія сигналу. При збільшенні B , можна отримати необхідне значення $h^2_{ЗМД}$, але при цьому не враховується власний шум приймача. При врахуванні шуму приймача, який представимо як нормальний стаціонарний випадковий процес, з рівномірною спектральною щільністю потужності (N_0), отримаємо вираз для результуючої спектральної щільності завади $N = N_{ЗМД} + N_0$. При рівності потужності корисного сигналу і абонентських сигналів $P_{сер} = P_j$ відношення сигнал/ЗМД має вигляд [12]:

$$h^2 = \frac{1}{\frac{l_3}{B} + \frac{1}{h_0^2}}, \quad (1.16)$$

де $h_0^2 = E/N_0$.

Представити суму сигналів, що заважають, як нормальний випадковий процес в ряді випадків не можна (при незначному числі активних абонентів, $l_a < 10$, або великій різниці амплітуд сигналів, що заважають на вході приймача). В подібних випадках не можна застосовувати апроксимацію нормальним

процесом, так як на величину ЗМД і її статистичні характеристики впливають не тільки кореляційні властивості сигналів, а й параметри КТС і умови її роботи (число активних абонентів, характер інформації, що передається, позиціонування абонентів на місцевості та інші) [114].

Отже, ЗМД, що апроксимується нормальним стаціонарним випадковим процесом з рівномірною спектральною щільністю, є окремою моделлю з відображенням одного виду роботи КТС. Така модель дозволяє дослідити основні характеристики КТС, оцінити і порівняти ефективність, завадостійкість при передачі дискретної і безперервної інформації, визначити оптимальні методи модуляції, розрахувати завадозахищеність при умові дії завад різного роду, визначити кращі методи синхронізації систем за часом і частотою.

Згідно (1.14, 1.15) відношення сигнал/ЗМД на вході вирішального пристрою приймача визначається тільки базою сигналу B , для випадку, коли ЗМД нормалізується. При проведенні аналізу системи необхідно враховувати те, що кодове розділення основане на різниці сигналів за формою. Залежність формул (1.14, 1.15) тільки від бази сигналу можна пояснити наступними обмеженнями: усі абонентські сигнали займають однакову смугу частот з однаковою тривалістю, завади вважаються нормальними випадковими процесами, спектральна щільність потужності ЗМД рівномірна.

Такі припущення не завжди є справедливими. ЗМД може бути нормальною і не мати рівномірну спектральну щільність потужності. Більш того, властивості реальних сигналів, що утворюють систему, часто виявляються в тому, що ЗМД не є нормальним випадковим процесом з рівномірною спектральною щільністю потужності. За допомогою виразів (1.11 – 1.16), можна врахувати тільки властивості спектральної щільності потужності що є енергетичним описом ЗМД (1.16) [11, 12]. Обмежуючись енергетичним описом не можна врахувати властивості форми сигналів, тому потрібно застосовувати і кореляційну форму опису.

1.3.2 Оцінювання впливу завад множинного доступу на роботу когнітивних телекомунікаційних систем з урахуванням кореляційних властивостей сигналів

В КТС кожна одиниця двійкової інформації одного абонента передається за допомогою складного сигналу тривалістю T , який одночасно є його адресою. Тоді сигнал j -го абонента має вид [12]:

$$u_j(t) = \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)t. \quad (1.17)$$

Щоб передати інформацію за допомогою таких сигналів (1.17) можна використовувати різні способи. Наприклад за допомогою протилежних сигналів. Якщо одночасно і безперервно працює l_a абонентів, тобто $j = 1, 2, \dots, l_a$, тоді послідовність сигналів j -го абонента представляється у вигляді суми [11]:

$$\sum_p \xi_{pj} \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0 - pT) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT), \quad (1.18)$$

де p – номер сигналу;

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

Оскільки абоненти працюють безперервно, то p змінюється в нескінченних межах. Напряга на вході приймача довільного абонента, з урахуванням одночасної роботи l_a абонентів при однакових значеннях амплітуди сигналів абонентів, визначається як:

$$u_{ex}(t) = \sum_{j=1}^{l_a} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \xi_{pj} \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0 - pT\gamma_j) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT - \gamma_j), \quad (1.19)$$

де γ_j – часовий зсув, що враховує випадковість увімкнення абонентів один відносно одного.

Приймач m -го абонента містить фільтр, узгоджений з m -м сигналом (1.17), який є для нього робочим. Сигнали від інших абонентів будуть завадами, так як не узгоджені на фільтр. При дії на узгоджений фільтр робочого сигналу напруга на його виході буде функцією автокореляції робочого сигналу, а при дії j -го сигналу завади ($m \neq j$) – ФВК j -го і m -го сигналів. Таким чином, напруга на виході узгодженого фільтра, при наявності її на вході (1.18):

$$U_{\text{вух}}(t) = aE \sum_{j=1}^l \sum_{k=-\infty}^{\infty} \xi_{kj} R_{jm}(t - pT - \gamma_j) \times \cos \left[\frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - kT - \gamma_j) \right], \quad (1.20)$$

де a – постійна величина;

E – енергія сигналу;

$R_{jm}(t)$ – огибаюча ФВК j -го і m -го сигналів;

$\chi_{jm}(t)$ – фаза.

Так як комплексна огибаюча сигналу (1.20), $\dot{U}_j(t) = U(t) \exp[i\theta(t) + ij\Delta\omega t]$,

то:

$$R_{jm}(t) = \frac{1}{2E} \left| \int \dot{U}_j(\tau)^* U_m(\tau - t) d\tau \right|. \quad (1.21)$$

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

$$R_{mm}(t) = R(t) = \frac{1}{2E} \left| \int \dot{U}_m(\tau)^* U_m(\tau - t) d\tau \right|. \quad (1.22)$$

При цьому $R_{\max} = R(0) = 1$.

В (1.21), (1.22) не враховується постійне запізнення у фільтрі, так як для даного випадку його величина несуттєва.

Для розрахунку рівня ЗМД за виразами (1.20 – 1.22) необхідно знати їхні статистичні характеристики на виході узгодженого фільтру. Зробимо припущення, що відлік інформації робочого абонента здійснюється миттєво в точках, де значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК рівні максимальним значенням в (1.21). Напряга відліку, без урахування ЗМД, в такому разі рівна $\pm aE$, так як $R_{max}=1$. Область визначення ФВК (1.21) рівна $2T$, тоді, в момент відліку від кожного заважаючого абонента в сумі (1.15) необхідно приймати до уваги два сусідні сигнали, так як їхні ФВК перекриваються. Таким чином, залишивши в (1.21) для кожного $j \neq m$ два сусідні доданки, знаходимо ЗМД в момент відліку $t=t_{om}$ [11, 14]:

$$U_{jm}(t) = aE \sum_{j=1}^l \{ \xi_{pj} R_{jm}(t - pT - \gamma_j) \cos[\omega_0(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - pT - \gamma_j)] + \xi_{p+1,j} R_{jm}(t - T - pT - \gamma_j) \cos[\omega_0(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - T - pT - \gamma_j)] \}. \quad (1.23)$$

Статистичні властивості такої суми у загальному випадку залежать від огинаючої R_{jm} и фази χ_{jm} кореляційної функції. При цьому, якщо R_{jm} не залежить від номерів сигналів, тобто $R_{jm} = r$, то сума (1.23) є сумою синусоїд з випадковими початковими фазами, що дозволяє звести її до нормальної випадкової величини в момент відліку (1.22). В подальшому будемо задаватися статистичними властивостями суми (1.23) як такими, що не залежать від часу.

Вважаємо, що взаємкореляційні властивості сигналів однакові, а для ідеального сигналу, у якого R_{jm} мінімальні, вони рівні за амплітудою $1/\sqrt{\Delta FT}$ [8, 12]. Огинаючі реальних сигналів можуть бути більшими, тому з метою урахування таких випадків вводиться поправочних коефіцієнт $\alpha > 1$. Як наслідок, огинаючі ФВК R_{jm} не залежать від номерів j и m і рівні [8]:

$$r = \frac{R_{jm}\alpha}{\sqrt{\Delta FT}}. \quad (1.24)$$

Амплітуда для окремої синусоїди R_{jm} у виразі (1.24) рівна aEr . Закон розподілення ЗМД (1.24) прямує до нормальної випадкової величини і її дисперсія (потужність) [8, 85]:

$$\sigma_{ЗМД}^2 = \frac{n(aEr)^2}{2}, \quad (1.25)$$

де n – число доданків.

Виходячи з (1.22) $n = 2(l-1)$, так як $l \gg 1$ то $n \approx 2l$.

Підставивши в (1.20) значення r з (1.24), отримуємо:

$$\sigma_{ЗМД}^2 = \frac{n(aE\alpha)^2}{2\Delta FT} \approx \frac{l(aE\alpha)^2}{\Delta FT}. \quad (1.26)$$

Потужність шуму на виході фільтру [8, 85]:

$$\sigma_{ЗМД}^2 = \frac{a^2 EN_{ш}}{2}. \quad (1.27)$$

Сумарна потужність завад, що складаються з власного шуму і ЗМД, у відповідності до виразів (1.25) и (1.26) буде рівною $\sigma^2 = \sigma_{ЗМД}^2 + \sigma_{ш}^2 = (a^2 E / 2)(N_{ЗМД} + N_i)$, де по аналогії з (1.26) спектральна щільність ЗМД (еквівалентна) $N_{ЗМД} = 2a^2 l E / \Delta FT$.

Сумарна спектральна щільність завад:

$$N_0 = N_{ЗМД} + N_{ш}. \quad (1.28)$$

При когерентному прийомі ймовірність помилки визначається виразом [14]:

$$P = 0.5[1 - \Phi(\eta h)], \quad (1.29)$$

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

$$h = \sqrt{\frac{E}{N_0}};$$

η – коефіцієнт, що залежить від способу передачі інформації. У випадку двох протилежних сигналів $\eta = \sqrt{2}$ [14].

Для КТС спектральна потужність N_0 визначається виразом (1.23), тоді відношення сигнал/ЗМД:

$$h_{\Sigma}^2 = \left[\frac{\sqrt{B}}{\alpha_{\max} \beta_{cp} (l_a - 1)} + \frac{1}{E_c / N_0} \right]^{-1}. \quad (1.30)$$

$$h_{\text{ЗМД}}^2 = \frac{\sqrt{B}}{\alpha_{\max} \beta_{cp} (l_a - 1)}, \quad (1.31)$$

де $h_{\text{ЗМД}}^2$ – відношення сигнал/ЗМД на вході вирішуючого пристрою приймача;

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

P_c – потужність корисного сигналу;

P_{nj} – потужність сигналу, що заважає;

$\alpha_{\max}$ – максимальне значення поправочного коефіцієнта, що характеризує взаємокореляційні властивості сигналів.

На рис. 1.3 представлена залежність сигнал/ЗМД, на вході вирішуючого пристрою приймача при фіксованих значеннях бази, від кількості абонентів в системі при значеннях $\alpha = 1 \div 5$, яка отримана з використанням виразу (1.31).

Співвідношення сигнал/ЗМД зменшується при погіршенні взаємокореляційних властивостей (збільшення α). Що є підтвердженням необхідності розробки ансамблів складних сигналів великих об'ємів з покращеними взаємокореляційними властивостями.

Вважаючи $\eta h = \text{const}$, можна знайти нормовану залежність числа адрес $\alpha^2 l / \Delta F T$ від рівня шуму і допустимій ймовірності помилки $P_{ном}$. При відомих допустимих значеннях $P_{ном}$ і відношенні сигнал/завада $E/N_{ш}$ можна визначити значення $\alpha^2 l / \Delta F T$ і, як наслідок, h .

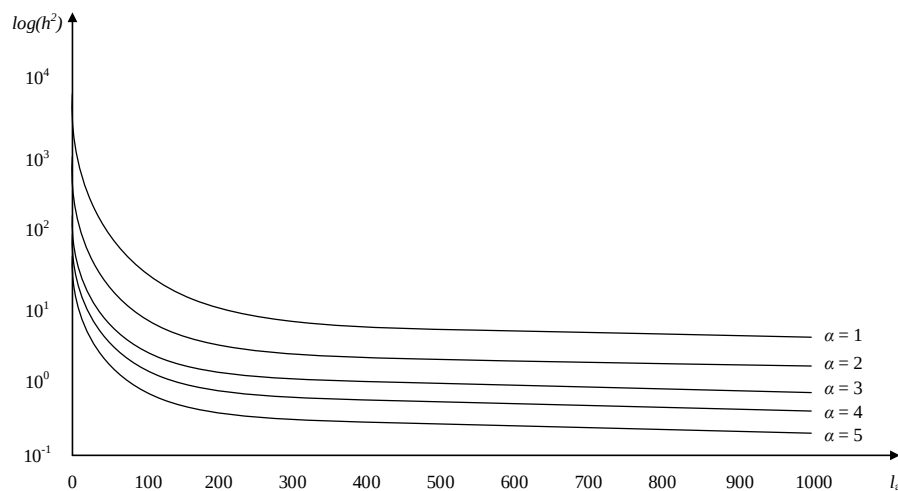


Рис. 1.3. Залежність відношення сигнал/ЗМД від кількості абонентів в когнітивній телекомунікаційній системі

Отже із збільшенням рівня огинаючої ФВК (1.24) – зменшується допустиме число адрес, а з розширення бази сигналу B навпаки збільшує його.

У результаті виконаного аналізу актуальним завданням є розроблення методів збільшення кількості абонентів в когнітивних телекомунікаційних мережах, з урахуванням достатньо низьких рівнів завад множинного доступу.

1.4 Аналіз методів зменшення завад множинного доступу

Серед сучасних методів збільшення об'єму ансамблів складних сигналів з покращеними взаємкореляційними властивостями можна виділити методи, описані в [22, 23, 24]: частотне рознесення сигналів різних абонентів, часове розділення сигналів різних абонентів, просторова селекція сигналів за рахунок використання антен з вузькими діаграмами направленості, застосування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, що мінімізують рівень ЗМД.

Застосування частотного і часового розділення сигналів обмежене частотно-часовим ресурсом, при таких методах не можна формувати ансамблі сигналів з великими об'єми та низькими значеннями рівнів ЗМД [7, 8, 11, 12]. Використання антен с вузькими діаграмами направленостей пов'язане з ускладненням їхньої конструкції і не завжди прийнятне при побудові повнодоступних мереж радіозв'язку [5, 7, 8, 12].

В сучасних радіоелектронних системах часто застосовується імпульсний метод роботи, в основі якого лежить генерування і випромінювання передавачем короткотривалих електромагнітних коливань (імпульсів), за якими слідує порівняно довгі паузи [15, 87]. Наближено форма імпульсу відповідає прямокутнику. При застосуванні простих імпульсів сигнал складається з послідовності імпульсів (пачки). Величина шпаруватості Q характеризує відношення періоду слідування імпульсів T_n до тривалості імпульсу τ_i [15, 87]:

$$Q = \frac{T_n}{\tau_i} = \frac{1}{F_n \tau_i}, \quad (1.32)$$

де F_n – частота повторення імпульсів;

T – тривалість пачки імпульсів.

Середня шпаруватість визначається виразом [15, 87]:

$$Q_{сер} = \frac{T}{N\tau_i}. \quad (1.33)$$

Використовуючи вираз (1.33) можна визначити шпаруватість i для постійного значення $T_{п}$. Сигнали, що представляють собою пачку імпульсів з відомими інтервалами, як на приймальній, так і на передачій сторонах, називаються сигналами з інтервальним кодуванням. В імпульсних РЕС розрізняють імпульсну P_i і середню $P_{сер}$ потужності випромінювання. Для прямокутного імпульсу P_i протягом імпульсу постійна і дорівнює [15, 87]:

$$P_i = \frac{U_c^2}{2}, \quad (1.34)$$

де U_c – амплітуда імпульсу.

Середня потужність випромінювання $P_{сер}$ – це середня потужність за час T , що відводиться на випромінювання однієї послідовності імпульсів [15, 87]:

$$P_{сер} = \frac{P_i N \tau_i}{T} = \frac{P_i}{Q}. \quad (1.35)$$

Стрімкий розвиток безпроводових технологій, зростання кількості абонентів, збільшенням об'єму трафіку та підвищенням стандартів якості передачі вимагає максимально ефективного використання радіочастотного ресурсу, тому розроблення методів збільшення об'єму ансамблів складних сигналів є актуальним. У дисертаційній роботі для вирішення науково-прикладного завдання оптимальним є використання ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, що мінімізують рівень ЗМД.

1.5 Висновки за розділом 1

1. Аналіз взаємкореляційних властивостей складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем показує, що відомі кодові послідовності і сигнали на їхній основі мають задовільні взаємкореляційні властивості в точці, але при їхньому випадковому тимчасовому зсуві один відносно одного рівень максимальних викидів бічних пелюсток взаємкореляційних функцій зростає більш ніж в $2 \div 5$ разів, що призводить до збільшення рівня ЗМД.

2. Виявлено, що взаємкореляційні властивості сигналів однієї системи являються основним фактором, який впливає на величину завад множинного доступу в КТС. Погіршення взаємкореляційних властивостей призводить до зменшення числа абонентів, що обслуговуються.

3. В сучасних КТС відомі методи боротьби з ЗМД не забезпечують зниження їхнього рівня до прийняттого значення при випадковому тимчасовому зсуві.

4. Значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів ансамблю може бути використаним як показник характеристики рівня ЗМД.

5. Доведено, що оптимальним є використання ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, що мінімізують рівень ЗМД.

6. Доцільно розробити методи збільшення об'єму ансамблів складних сигналів для КТС з кодовим розділенням каналів, на основі псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією у часовій та частотній областях, з метою збільшення числа одночасно обслуговуваних абонентів мережі при низькому рівні ЗМД та дослідити їхні ансамблеві властивості.

7. Доцільно розробити програмні продукти, що реалізують алгоритми формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією у часовій та частотній областях.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДУ ФОРМУВАННЯ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ В ЧАСОВІЙ ОБЛАСТІ З УРАХУВАННЯМ ВЗАЄМОКОРЕЛЯЦІЙНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ

Тенденції розвитку сучасних КТС передбачають постійне зростання числа абонентів в безпроводових мережах множинного доступу з кодовим розділенням каналів. Збільшення числа активних абонентів призводить до зростання рівнів ЗМД, так як задіяні в таких системах сигнали мають неідеальні взаємокореляційні характеристики. Подальше збільшення абонентів можливе за рахунок збільшення гранично допустимих значень ЗМД, але така дія призведе до погіршення якості зв'язку, що неприпустимо.

Іншим способом вирішення даного завдання, при збереженні якості обслуговування, є застосування методів формування сигналів на основі послідовностей коротких відеоімпульсів з мінімальною енергетичною взаємодією, з покращеними взаємокореляційними властивостями. Це дозволить збільшити об'єм ансамблів сигналів при заданих рівнях ЗМД.

2.1. Реалізація процедури розбиття вихідних послідовностей на часові інтервали

Для реалізації процедури розбиття було обрано псевдовипадкові послідовності коротких відеоімпульсів з низьким рівнем взаємної кореляції, які описують за формулою [6, 88, 89]:

$$s_i(t) = \sum_{k=1}^{n_i} U_{k_i} \prod [t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i], \quad (2.1)$$

де $k = 1, \dots, n_i$, – кількість імпульсів в i -й послідовності, $i=1, \dots, L$;

U_{k_i} – k -й елемент i -ї кодової послідовності, що приймає значення $[-1, 1]$;

τ_i – тривалість імпульсу;

$Q_i = T_i / \tau_i$ – шпаруватість i -ї послідовності імпульсів;

T_i – період слідування імпульсів в i -й послідовності.

Функція $\Pi[t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i]$ має наступні обмеження [16]:

$$\Pi[t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i] = \begin{cases} 1, & \text{при } (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i \leq t \leq k \cdot Q_i \cdot \tau_i \\ 0, & \text{при } (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i > t > k \cdot Q_i \cdot \tau_i \end{cases} \quad (2.2)$$

Оптимальний прийом сигналів здійснюється за допомогою узгоджених фільтрів або кореляторів. Нормований відгук узгодженого фільтра, який визначається за допомогою інтеграла згортки визначається виразом [7]:

$$r_{ij}(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j(t - \tau) dt, \quad (2.3)$$

де $u_i(t)$ – сигнал на вході фільтра, узгодженого з сигналом $u_j(t)$;

E – значення енергії i -го і j -го сигналів;

τ – зсув сигналу $u_i(t)$ відносно відгука $u_j(t)$.

За умови $i = j$ і $\tau = 0$ з формули (2.3), відкинувши індекси, маємо [7]:

$$r(0) = r_{\max} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = 1. \quad (2.4)$$

Формула (2.4) визначає нормованість відгука узгодженого фільтра.

Вираз у правій частині формули (2.3) визначає інтегральний взаємозв'язок між сигналами $u_i(t)$ і $u_j(t)$ при деякому зсуві τ . Якщо τ – змінна величина, то $r_{ij}(\tau)$ – функціонал, який залежить як від функцій $u_i(t)$ і $u_j(t)$, так і від зсуву τ . Саме тому $r_{ij}(\tau)$ називається кореляційною функцією сигналів $u_i(t)$ і $u_j(t)$. В залежності від того, узгоджений або неузгоджений сигнал з фільтром, чи мається

додатковий доплерівський зсув несної частоти сигналу кореляційні функції мають різне представлення.

Взаємна функція невизначеності (ВФН) i -го і j -го сигналів, за визначенням, виражається через комплексні огинаючі сигналів і через їхні спектри наступним чином [7]:

$$R_{ij}(\tau, \Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_i(t) U_j(t - \tau) e^{j\Omega t} dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G_i(\omega - \Omega) G_j(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \quad (2.5)$$

де τ – зсув у часі між сигналами;

Ω – доплерівський зсув частоти.

Нормований відгук узгодженого фільтра зв'язаний з ВФН співвідношенням [7]:

$$r_{ij}(\tau, \Omega) = \operatorname{Re} R_{ij}(\tau, \Omega) e^{j\omega_0\tau}. \quad (2.6)$$

ФВК характеризує міру подібності двох різних послідовностей, зсунутих одна відносно іншої на величину τ і являється перетином ВФН при $\Omega = 0$, тоді з (2.5) отримаємо:

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_i(t) U_j(t - \tau) dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G_i(\omega) G_j(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (2.7)$$

Якщо фільтр узгоджений з сигналом, тобто $i = j$, то з (2.5), відкинувши індекси, отримаємо вираз для функції невизначеності (ФН):

$$R_{ij}(\tau, \Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U(t - \tau) e^{j\Omega t} dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega - \Omega) G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (2.8)$$

Функція автокореляцій (ФАК) характеризує міру подібності послідовності до самої себе, але зсунутій у часі на величину τ . При $\Omega = 0$. З (2.8) слідує:

$$R(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t)U(t-\tau)dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (2.9)$$

З рівності (2.9) видно, що ФАК є перетворенням Фур'є енергетичного спектра комплексної огибаючої сигналу. У відповідності до зворотного перетворення Фур'є енергетичний спектр:

$$|G(\omega)|^2 = 2E \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (2.10)$$

Стикова ФВК послідовностей коротких відеоімпульсів з мінімальною енергетичною взаємодією визначається за допомогою формули [7]:

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t-\tau) dt, \quad (2.11)$$

де $s_i(t)$, $s_j(t)$ – i -а і j -а кодові послідовності відеоімпульсів, при цьому $i \neq j$;

E_i і E_j – значення енергії i -ї і j -ї послідовностей відповідно;

T – період, на якому визначені функції $s_i(t)$ і $s_j(t)$.

Якщо у двох послідовностей, незалежно від зсуву за часом, співпадає не більше одного імпульсу, то в таких послідовностях виконується умова мінімальної подоби [7]:

$$R_{ij}(\tau) \leq \frac{1}{n_i}, \quad (2.12)$$

де $n_i \geq n_j$ – кількість імпульсів у послідовностях.

В випадку, коли розглядаються послідовності з однаковою тривалістю, але з різною кількістю елементів ($n_i \neq n_j$), вираз (2.12) приймає вид [7, 17]:

$$R_{ij}(\tau) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i n_j}}. \quad (2.13)$$

Отже, послідовності, що задовільняють умову мінімальної подоби будемо називати послідовностями з мінімальною взаємодією.

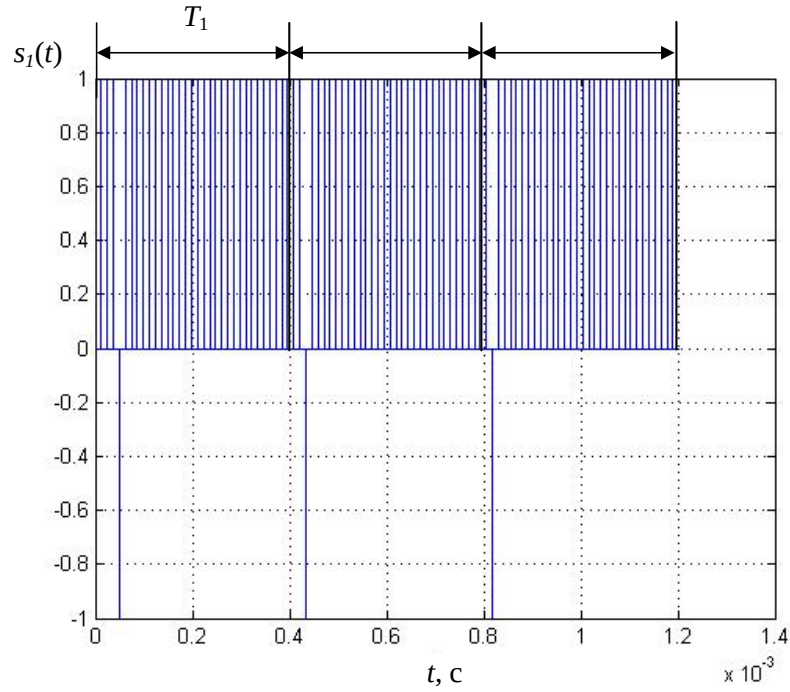
З метою виконання умов (2.12) та (2.13) використовуються послідовності коротких відеоімпульсів з мінімальною взаємодією з наступними обмеженнями [17]:

1. Кількість імпульсів (n_i, n_j) в послідовностях $s_i(t)$ повинно відрізнятись ($n_i > n_j$);
2. Тривалості імпульсів кожної вихідної послідовності повинні бути рівними: $\tau_i = \tau_j$;
3. Періоди проходження імпульсів (T_i, T_j) у кожній послідовності обираються такими, що $n_i T_i \approx n_j T_j \approx T$,
4. Шпаруватості послідовностей: $Q_j > Q_i \gg 1$, при $n_i > n_j$.

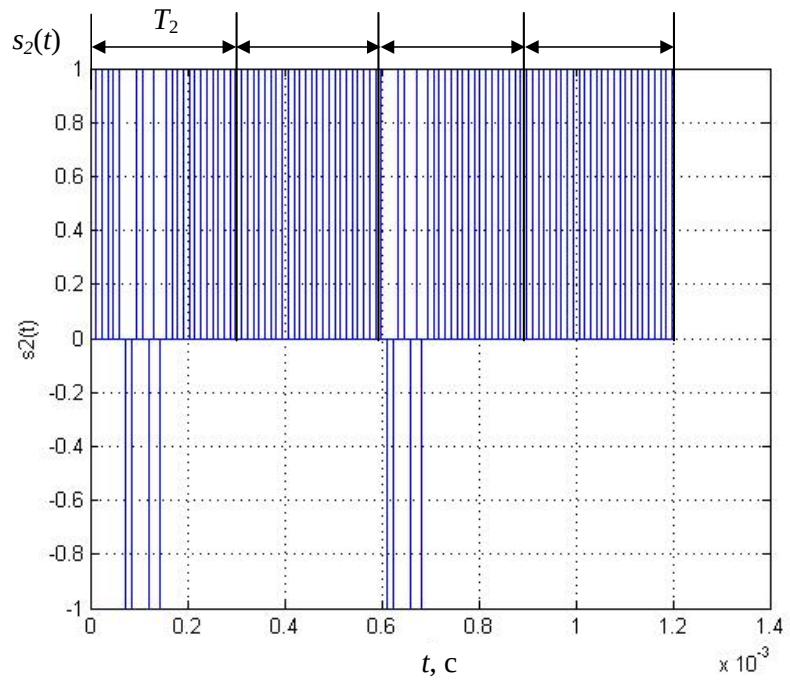
Визначення періоду слідування імпульсів (T_i, T_j) в кожній послідовності, з урахуванням вимог, що приведені у виразах (2.11), (2.12) та (2.13) відбувається на основі рішення системи рівнянь [37]:

$$\left\{ \begin{array}{l} s_i(t) = \sum_{k=1}^{n_i} U_{k_i} \prod [t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i], \\ s_j(t) = \sum_{k=1}^{n_j} U_{k_j} \prod [t - (k \cdot Q_j - 1) \cdot \tau_j], \\ Q_i = \frac{T_i}{\tau_i}, \\ Q_j = \frac{T_j}{\tau_j}, \\ R_{ij}(0) = \frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t) dt, \\ R_{ij}(0) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i n_j}}. \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Приклад послідовностей, які відповідають вимогам у виразах (2.1), (2.11) та (2.13) наведено на рис. 2.1.



а



б

Рис. 2.1. Приклад послідовностей на основі коротких відеоімпульсів з мінімальною взаємодією та кількістю імпульсів: а) $n_1 = 117$, б) $n_2 = 121$

Для рішення системи (2.14) відносно періоду слідування імпульсів в j -й послідовності T_j прямокутна функція $\Pi[t - (k \cdot Q_j - 1) \cdot \tau_i]$ представляється так, щоб було можливим виконання рішення відомим способом. Для цього апроксимують вихідну функцію за допомогою функції Хевісайда [36, 37]:

$$\Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - (k \cdot Q_j - 1)\right] = H\left([t - (k \cdot Q_j - 1) \cdot \tau_i] + \frac{\tau_i}{2}\right) - H\left([t - (k \cdot Q_j - 1) \cdot \tau_i] - \frac{\tau_i}{2}\right). \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] = \\ H\left([t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i] + \frac{\tau_i}{2}\right) - H\left([t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i] - \frac{\tau_i}{2}\right). \end{aligned} \quad (2.16)$$

Аналітична форма апроксимації функції Хевісайда має вид [36, 37]:

$$H(x) \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot th(kx) = \frac{1}{1 + e^{-2kx}}. \quad (2.17)$$

Іншим способом представлення прямокутної функції є вираз [37]:

$$\begin{aligned} \Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] = \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot th\left([t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i] + \frac{\tau_i}{2}\right) - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot th\left([t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i] - \frac{\tau_i}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] = \\ \frac{1}{2} \cdot th\left([t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i] + \frac{\tau_i}{2}\right) - \frac{1}{2} th\left([t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i] - \frac{\tau_i}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

або в експоненціальній формі [37]:

$$\prod \left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \right] = \frac{1}{1 + e^{-2k \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] + \frac{\tau_i}{2} \right)}} - \frac{1}{1 + e^{-2k \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] - \frac{\tau_i}{2} \right)}}. \quad (2.20)$$

Послідовність коротких відеоімпульсів s_j описується виразом [37]:

$$s_j = \sum_{i=1}^{n_i} \prod \left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \right] = \sum_{j=1}^{n_j} \frac{1}{2} \cdot th \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] + \frac{\tau_i}{2} \right) - \frac{1}{2} th \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] - \frac{\tau_i}{2} \right). \quad (2.21)$$

Або:

$$s_i = \sum_{i=1}^{n_i} \prod \left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \right] = \sum_{j=1}^{n_j} \frac{1}{1 + e^{-2k \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] + \frac{\tau_i}{2} \right)}} - \frac{1}{1 + e^{-2k \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] - \frac{\tau_i}{2} \right)}}. \quad (2.22)$$

В i -й и j -й послідовностях максимальне значення приймається рівних одиниці, а мінімальне – нулю, при цьому у виразах (2.21), (2.22) $s_k = 1$ у визначений момент часу для кожної послідовності імпульсів. Також необхідно забезпечити виконання умови (2.13). З цією метою зіставимо (2.13) і (2.11):

$$\frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t - \tau) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i n_j}}. \quad (2.23)$$

Підставивши вираз (2.21) або (2.22) в (3), можна остаточно визначити період проходження коротких відеоімпульсів в послідовностях T .

Результуюче значення періоду проходження коротких відеоімпульсів в j -й послідовності [36, 37]:

$$T_j = \frac{T_i n_i}{n_j} = \frac{n_i \tau_i Q_i}{T}, \quad (2.24)$$

де T – тривалість послідовності;

n_i – кількість елементів в послідовності $i=1 \dots L, (n_i \neq n_j, i \neq j)$;

Відповідно шпаруватість імпульсів в послідовності з мінімальною кількістю елементів $n_{\min}$ [36, 37].

$$Q_{\max} = \frac{T}{\tau_i \cdot n_{\min}}. \quad (2.25)$$

Використання математичного апарату формування ансамблів на основі псевдовипадкових послідовностей з мінімальною взаємодією дозволяє формувати послідовності коротких відеоімпульсів з мінімальною взаємодією. В основі процесу утворення нових послідовностей лежить вираз (2.24), за допомогою якого можна визначити період слідування імпульсів в кожній послідовності сформованого ансамблю. Такі послідовності мають низький рівень ЗМД, який визначається значеннями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів, що взаємодіють між собою [17].

Для демонстрації працездатності запропонованого методу приведемо приклад, в якому задіяні чотири послідовності $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$, $s_4(t)$ з кількістю імпульсів $n_1 = 117$, $n_2 = 121$, $n_3 = 133$, $n_4 = 145$, тривалість сигналів $T \approx 1.2$ мс, тривалість імпульсів $\tau_i = 10$ нс. Періоди проходження імпульсів в кожній послідовності: $T_1 = 60.5$ мкс, $T_2 = 54.6$ мкс, $T_3 = 48.8$ мкс и $T_4 = 46.1$ мкс. Вид ФВК послідовностей $s_1(t)$ і $s_2(t)$ подано на рис. 2.2.

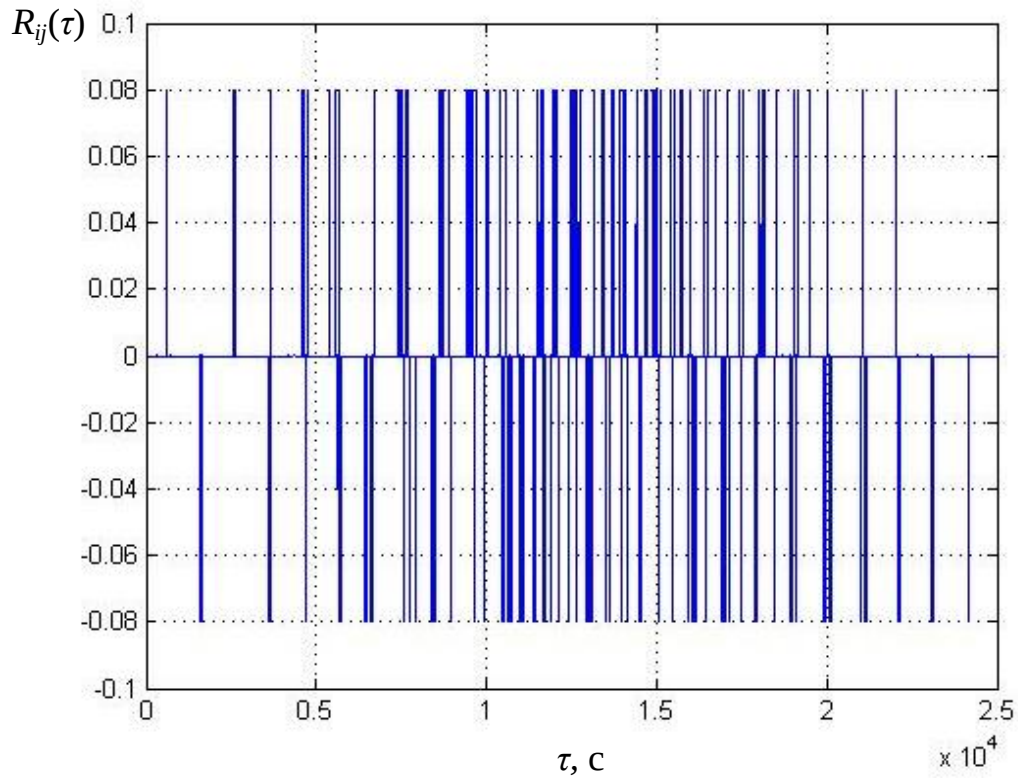


Рис. 2.2. Вид ФВК послідовностей $s_1(t)$ і $s_2(t)$

Визначимо енергію кожної послідовності, амплітуди яких є рівними:

$$E_i = n_i \cdot U_i^2 \cdot \tau_i, \quad (2.26)$$

де n_i – кількість імпульсів в i -й послідовності;

τ – тривалість імпульсу;

U_i – амплітуда сигналу.

У результаті розрахунків видно, що енергії сигналів відрізняються, за рахунок різної кількості імпульсів у послідовностях, тому для оцінки ФВК за виразом (2.11) необхідно провести їхнє нормування [25, 101]:

$$s_{i\text{норм}}(t) = \frac{s_i(t)}{\sqrt{E_i}}. \quad (2.27)$$

Максимальні значення ФВК сигналів на основі послідовностей з мінімальною взаємодією, що розраховані за формулою (2.11) з урахуванням виразу (2.26) наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1.

Максимальні значення ФВК сигналів на основі послідовностей з мінімальною взаємодією

	$R1_{\max}$	$R2_{\max}$	$R3_{\max}$	$R4_{\max}$
$R1_{\max}$	1	0,0204	0,0097	0,0093
$R2_{\max}$	0,0204	1	0,0095	0,0091
$R3_{\max}$	0,0097	0,0095	1	0,0087
$R4_{\max}$	0,0093	0,0091	0,0087	1

Розраховані максимальні значення ФВК сигналів на основі послідовностей з мінімальною взаємодією відповідають умові мінімальної подоби (2.13). Крива, що показує залежність зміни максимальних значень ФВК сигналів на основі послідовностей з мінімальною взаємодією від кількості імпульсів у послідовностях представлена на рис. 2.3.

При застосуванні запропонованої процедури формування послідовностей на основі коротких відеоімпульсів відбувається істотне зменшення взаємодії між сигналами в часовій області і, як наслідок, зменшується рівень ЗМД. Запропонований математичний апарат дозволяє спростити процес формування ансамблів сигналів великого об'єму на основі послідовностей коротких відеоімпульсів з мінімальною взаємодією.

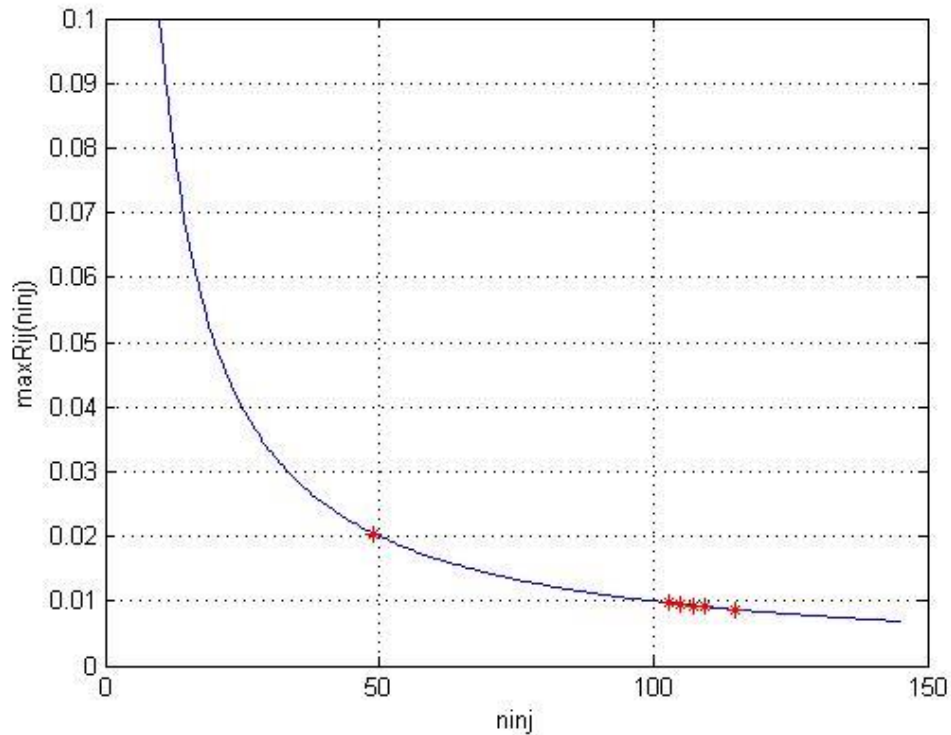


Рис. 2.3. Залежність зміни максимальних значень ФВК від кількості імпульсів у послідовностях

Для подальшого зменшення взаємодії між сигналами в часовій області і, як наслідок, зменшення рівня завад множинного доступу пропонується удосконалення методу формування складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей за рахунок формування рейтингового ряду із розстановкою значень у відповідності до обраного загального середнього значення і подальшою оцінкою взаємкореляційних властивостей утворених сигналів з метою застосування в сучасних системах радіозв'язку множинного доступу.

2.2 Метод формування ансамблів складних сигналів отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду

Відомі методи формування складних сигналів з задовільними взаємкореляційними властивостями на основі лінійних та нелінійних рекурентних послідовностей [7, 19]. Об'єм ансамблів таких сигналів задовольняє вимогам сучасних когнітивних телекомунікаційних систем не в повній мірі, так як максимальне значення коефіцієнта взаємної кореляції має такий порядок, що не суттєво знижує завадостійкість, але й не забезпечує захист від завад множинного доступу за умови значного динамічного діапазону сигналів, що приймаються. При використанні відомих рекурентних послідовностей доволі складно отримати великі ансамблі складних сигналів з задовільними взаємкореляційними властивостями [14, 16, 20, 21, 60].

Подальшого розвитку можна досягнути за рахунок покращення взаємкореляційних властивостей складних сигналів, застосовуючи функцію взаємної кореляції у якості міру оцінювання. Завдяки цьому можливе значне зростання об'єму ансамблів сигналів та зменшення значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК, тим самим зменшуючи рівень ЗМД. Отримані сигнали доцільно застосовувати в когнітивних телекомунікаційних системах радіозв'язку з кодовим розділенням каналів, а збільшення об'єму ансамблів дозволяє збільшувати кількість абонентів в них.

Для визначення ФВК послідовностей з однаковою тривалістю, але з різними кількостями імпульсів за виразом (2.13) необхідно щоб вони відповідали вимогам, що були сформульовані в [17], і які складаються в тому, що кількість імпульсів (n_i, n_j) в послідовностях $s_i(t)$ є різною $(n_i < n_j)$, тривалості імпульсів у кожній послідовності рівні $(\tau_i = \tau_j)$, періоди проходження імпульсів (T_i, T_j) у кожній послідовності підібрані таким чином, що $n_i T_i \approx n_j T_j \approx T$ з шпаруватістю сигналів $Q_i \approx Q_j \gg 1$, при цьому кількість імпульсів, що входять до кожного сегменту можуть відрізнятися $n_i \neq n_j$. [17].

До псевдовипадкових послідовностей коротких відеоімпульсів, з наведеними властивостями, застосовується процес розбиття їхньої тривалості на рівні часові інтервали. Шляхом застосування взаємкореляційного аналізу здійснюють розрахунок значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК, та визначають їхнє загальне середнє значення. На основі отриманих значень складають ряд, в якому першу позицію займає часовий інтервал, з середнім значенням величини максимальних викидів бічних пелюсток ФВК. Визначення наступних часових інтервалів відбувається на основі аналізу центрованого ряду і розстановка значень проводиться у відповідності до обраного загального середнього значення. Таким чином формують новий усереднений ряд послідовностей на основі центрованого ряду часових інтервалів.

Завдяки такому підходу рівень взаємної кореляції послідовностей в утвореному ансамблі майже не відрізняється від рівня у вихідних послідовностях і задовольняє умові (2.13).

Процедура реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду [18] відбувається за допомогою алгоритму, поданому на рис. 2.4.

Процедура реалізації формування перестановочних ансамблів сигналів, утворених на основі центрованого ряду часових інтервалів складається з наступних операцій:

1. Визначають вихідні дані:

Задають кількість послідовностей $s_i(t)$ та кількість інтервалів розбиття m ;

τ_i – тривалість імпульсу в послідовності $s_i(t)$, $i=1, \dots, N$;

T – тривалість послідовності;

$Q_{\min}$ – шпаруватість імпульсів в послідовностях з максимальною кількістю елементів $n_{\max}$;

n_i – кількість імпульсів в послідовності $i=1 \dots N$, ($n_i \neq n_j$).

2. Розраховують період слідування імпульсів T_i в i -й послідовності згідно з виразом (2.24).

3. Проводять розбиття послідовностей на інтервали.
4. Застосування перестановок отриманих інтервалів.
5. Для отриманих інтервалів проводять попарний розрахунок значення ФВК.
6. Виконують перевірку значень ФВК переставних інтервалів на виконання умови мінімальної подоби.
7. Якщо умова мінімальної подоби не виконується, то інтервал, взаємодія з яким дає найбільшу кількість порушень умови мінімальної подоби з іншими інтервалами видаляється. Далі проводиться повторний розрахунок у відповідності до виконання пунктів алгоритму 4-7, до виконання умови мінімальної подоби.
8. Визначають загальне середнє значення ФВК.
9. На основі загального середнього значення складають центрований ряд значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК.
10. Формують послідовності у відповідності до значень центрованого ряду.
11. Виконують перевірку значень ФВК сформованих послідовностей на виконання умови мінімальної подоби.
12. Якщо умова мінімальної подоби не виконується, то послідовність, взаємодія з якою дає найбільшу кількість порушень умови мінімальної подоби з іншими послідовностями видаляється. Далі проводиться повторний розрахунок у відповідності до виконання пунктів алгоритму 8-12, до виконання умови мінімальної подоби.
13. Утворені послідовності приймають для формування ансамблю сигналів.



Рис. 2.4. Алгоритм реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду

Обчислення значень викидів бічних пелюсток ФВК, отриманих в результаті перестановок послідовностей, на основі центрованого ряду часових інтервалів, відбувається у відповідності до стикової функції ФВК [7, 30]:

$$R_{ij}(\tau) = \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t - \tau) dt \quad (2.28)$$

де $s_i(t)$, $s_j(t)$ – i -а і j -а послідовності коротких відеоімпульсів, $i \neq j$;

T – інтервал, на якому визначені функції $s_i(t)$ и $s_j(t)$.

Працездатність запропонованого методу перевіряється на прикладі, в якому використовуються чотири вихідні псевдовипадкові послідовності з мінімальною енергетичною взаємодією – $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$, $s_4(t)$, з кількістю імпульсів – $n_1 = 117$, $n_2 = 121$, $n_3 = 133$, $n_4 = 145$, тривалість сигналів – $T \approx 1.2$ мс, тривалість імпульсів – $\tau_i = 10$ нс.

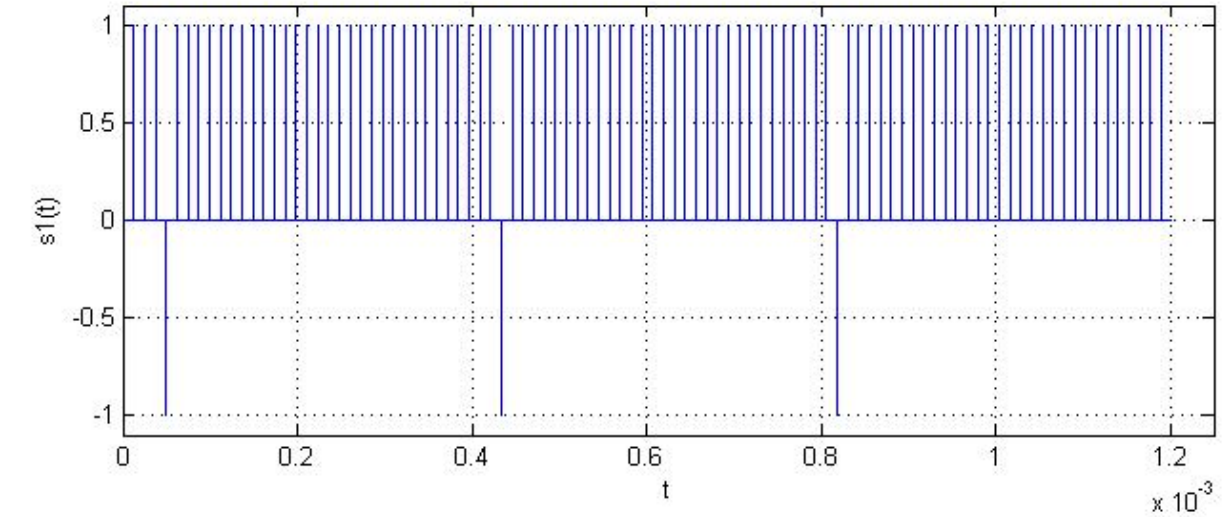
Періоди проходження імпульсів в кожній послідовності були розраховані згідно з виразом (2.24) і мають наступні значення: $T_1 = 60.5$ мкс, $T_2 = 54.6$ мкс, $T_3 = 48.8$ мкс и $T_4 = 46.1$ мкс.

Розбиття кожної вихідної послідовності проводиться на чотири рівні проміжки. Для отриманих сегментів з вихідних послідовностей проводиться попарний розрахунок ФВК. Формування центрованого ряду відбувається на основі перестановок розрахованих значень ФВК, і, як наслідок, вибору середнього значення з подальшою перевіркою на виконання умови мінімальної подоби (2.13).

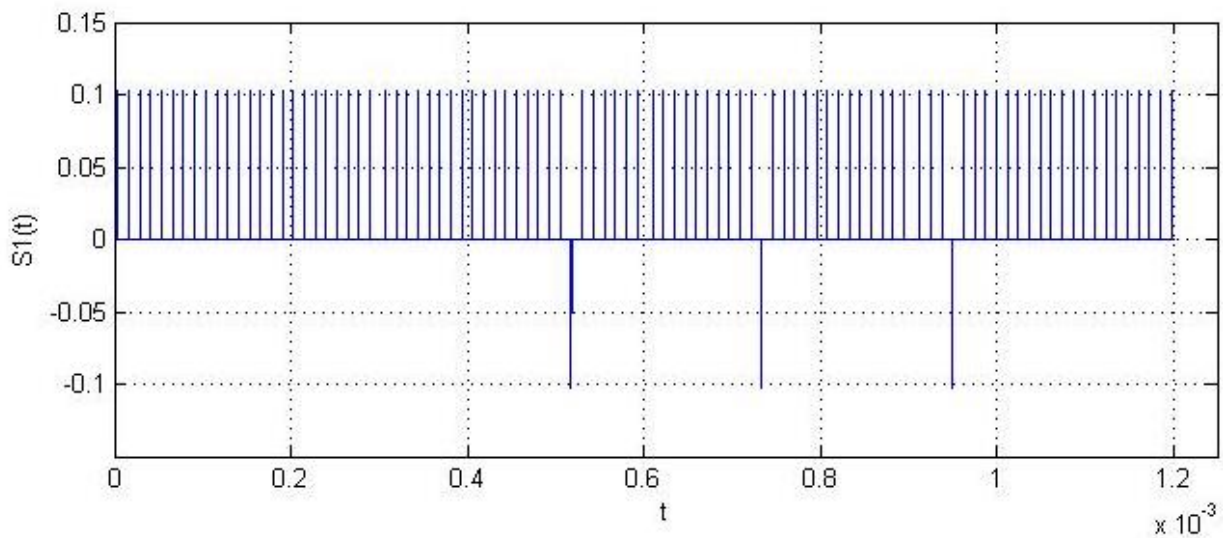
Часові діаграми вихідної послідовності та послідовності, отриманої шляхом перестановки часових інтервалів на основі центрованого ряду подано на рис. 2.5 а та б відповідно.

Було розроблено програмний продукт у середовищі Matlab (додаток А), який реалізує метод формування ансамблів складних сигналів отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду. Розраховані максимальні значення ФВК сигналів на основі послідовностей,

отриманих за рахунок перестановок з урахуванням центрованого ряду за формулою (2.20) представлено в таблиці 2.2.



а



б

Рис. 2.5. Часові діаграми: а) вихідної послідовності, б) послідовності, отриманої шляхом перестановки часових інтервалів на основі центрованого ряду

Таблиця 2.2.

Максимальні значення ФВК сигналів на основі послідовностей, отриманих за рахунок перестановок з урахуванням центрованого ряду

	maxR1	maxR2	maxR3	maxR4
maxR1	1	0,0179	0,0091	0,0089
maxR2	0,0179	1	0,009	0,0091
maxR3	0,0091	0,009	1	0,0083
maxR4	0,0089	0,0091	0,0083	1

При порівнянні максимальних значень ФВК сигналів на основі послідовностей з мінімальною взаємодією із максимальними значеннями ФВК сигналів на основі послідовностей, отриманих за рахунок перестановок з урахуванням центрованого ряду можна зробити висновок про те, що результати, отримані з використанням запропонованого методу мають кращі взаємкореляційні характеристики ніж вихідних послідовностей. Отже рівень ЗМД зменшується. Крива значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК в залежності від кількості імпульсів у послідовностях, отриманих за рахунок перестановок з урахуванням центрованого ряду представлена на рис. 2.6.

З результатів проведених досліджень взаємкореляційних властивостей сформованих ансамблів видно, що рівень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК досліджуваних ансамблів задовольняє умову мінімальної подоби послідовностей. Застосування приведенного методу формування ансамблів сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів з урахуванням взаємкореляційних властивостей сегментів на основі центрованого ряду дозволяє сформувати нові ансамблі складних сигналів більшого об'єму із кращими взаємкореляційними властивостями, відносно вихідних послідовностей, а також низьким рівнем ЗМД.

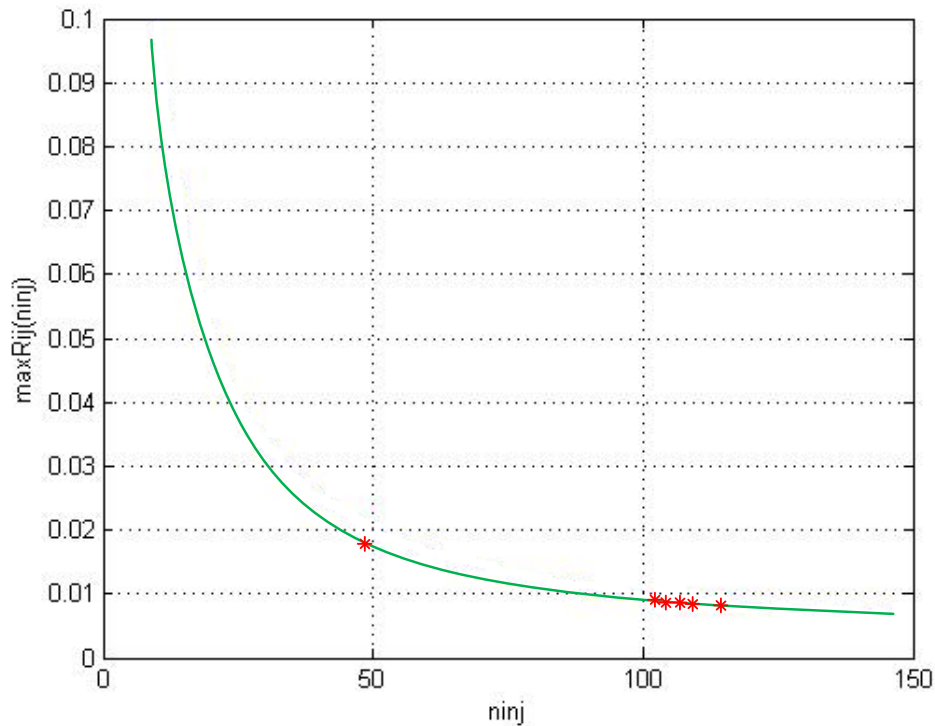


Рис. 2.6. Крива значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК в залежності від кількості імпульсів у послідовностях, отриманих за рахунок перестановок з урахуванням центрованого ряду

2.3 Дослідження ансамблевих властивостей складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду

Ансамблеві властивості відомих сигналів широко розглянуті в літературі [5, 6, 10, 11, 26], але сигнали на основі перестановок часових інтервалів псевдовипадкових послідовностей з покращеними взаємкореляційними характеристиками розглядалися зрідка [27, 28, 29].

Завдяки застосуванню складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду з низькою взаємодією можливе значне збільшення кількості сигналів в ансамблі при низькому рівні ЗМД за рахунок покращення взаємкореляційних властивостей і

зменшення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сформованих сигналів [17, 18]. Тим самим збільшується кількість одночасно обслуговуваних абонентів в системах когнітивного радіозв'язку з кодовим розділенням каналів. Для застосування таких сигналів в реальних системах необхідно провести дослідження ансамблевих властивостей отриманих сигналів.

Амплітуди бічних піків сигналів в когнітивних телекомунікаційних системах множинного доступу з кодовим розділенням каналів приймають різні значення, чим вони менші, тим краще кореляційні властивості і відповідно менший рівень завад множинного доступу. Існують різні оцінки допустимим рівнем максимальних викидів бічних пелюсток як ФАК так і ФВК, але всі вони описуються однаковою по формі співвідношенням [7]:

$$R_{\max} = \frac{\alpha}{\sqrt{B}}, \quad (2.29)$$

де α – коефіцієнт, що знаходиться в межах $1 \div 5$;

B – база сигналу.

База сигналу розраховується як [7]:

$$B = \Delta F \cdot T, \quad (2.30)$$

де ΔF – ширина спектра сигналу;

T – тривалість сигналу.

Щодо послідовностей коротких відеоімпульсів, які містять фіксовану кількість елементів, то їхня мінімальна подоба визначається за допомогою виразу (2.13). Цей вираз також підходить для визначення мінімальної подоби ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду.

Для визначення середнього значення об'єму великої системи сигналів $L_{\text{сер}}$, при якому об'єм значно більший за базу сигналу визначається як [7, 30]:

$$L_{\text{сер}} = C(\alpha) \frac{n^{\alpha-1}}{[\ln(an)]^{3/2}}, \quad (2.31)$$

де $C(\alpha) = 3\pi^{1/2} a^{-\alpha} 2^{-2} \alpha^{3/2}$;

n – кількість імпульсів у псевдовипадкових послідовностях;

$a \approx 1,6$, виходячи з [30].

Задаємося значенням $L_{\text{нв}}$, яке визначає кількість послідовностей у вихідному ансамблі на основі послідовностей з низькою взаємодією, на основі якого формують решту дочірніх ансамблів. m – максимальна кількість інтервалів, на які розбиваються послідовності. Кількість ансамблів сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду визначається величиною суперфакторіалу в залежності від кількості інтервалів розбиття $(m!-1)$.

Сумарна кількість утворених послідовностей отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду визнається виразом:

$$L_{pp} = L_{\text{нв}} + L_{\text{нв}}(a_1!-1) + L_{\text{нв}}(a_1!-1)(a_2!-1) + L_{\text{нв}}(a_1!-1)(a_2!-1)(a_3!-1) + \dots + L_{\text{нв}} \prod_1^m (m!-1), \quad (2.32)$$

де $L_{\text{нв}}$ – кількість послідовностей у вихідному ансамблі, на основі якого формують решту дочірніх ансамблів;

m – максимальна кількість інтервалів розбиття послідовностей;

a_1, a_2, a_3 – інтервали розбиття.

Максимальна кількість часових інтервалів, на які можна розбити ансамбль послідовностей з низькою взаємодією і низьким рівнем максимальних викидів бічних пелюсток ФВК відбувається за рахунок коефіцієнту використання тривалості послідовності k_T , який визначається як:

$$k_T = \frac{T}{\tau}, \quad (2.33)$$

де T – тривалість послідовності:

τ – тривалість імпульсу.

Графічне представлення методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрального ряду подано на рис. 2.7.

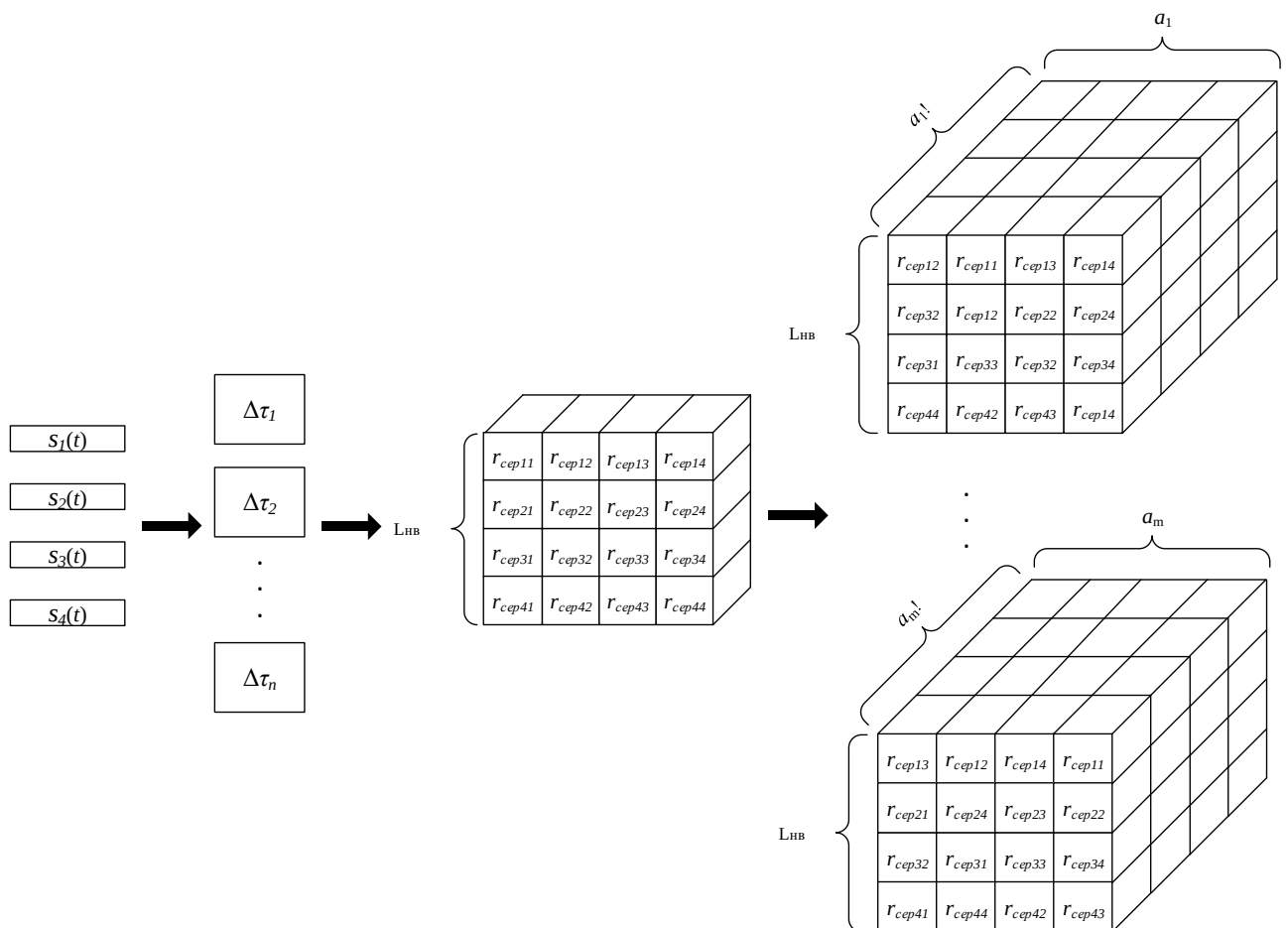


Рис. 2.7. Графічне представлення методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрального ряду

У результаті проведених розрахунків статистичних характеристик ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових

інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, були отримані граничні значення кількості утворених сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією та побудовано їхні залежності від кількості часових інтервалів розбиття (рис. 2.8).

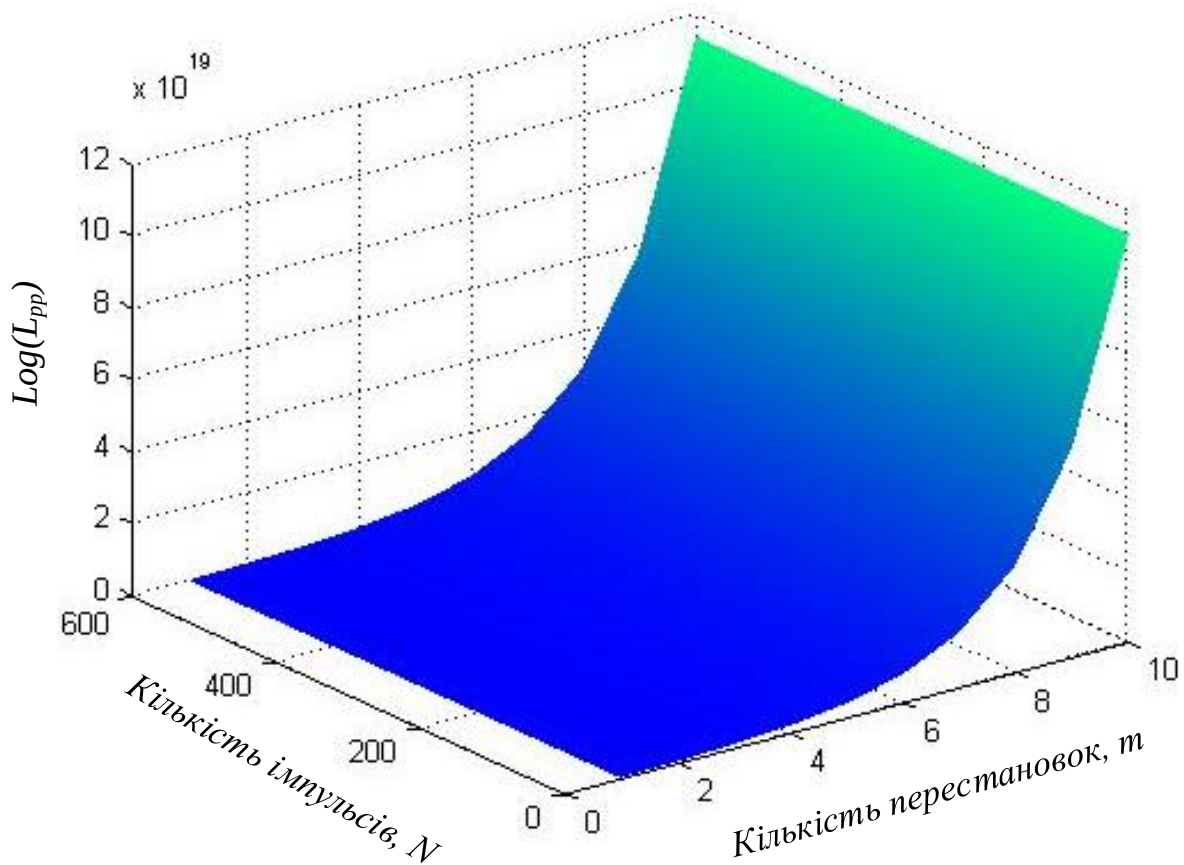


Рис. 2.8. Залежність об'єму ансамблів складних сигналів від кількості імпульсів та перестановок часових інтервалів

Результати моделювання відповідають теоретичним розрахункам, отриманих на основі виразу (2.13). При застосуванні розбиття послідовностей на часові інтервали з перестановкою на основі центрованого ряду отримані ансамблі сигналів із збільшеним об'ємом та кращими взаємкореляційними властивостями, відносно вихідних послідовностей.

2.4 Висновки за розділом 2

1. Отримав подальшого розвитку метод формування ансамблів складних сигналів в часовій області з урахуванням взаємкореляційних властивостей, який відрізняється від уже відомих розбиттям послідовностей на часові інтервали з подальшими перестановками на основі центрованого ряду. Сформовані за таким методом сигнали мають низький рівень ЗМД, який визначається значеннями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК.

2. Розроблено алгоритм реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, який дозволяє формувати ансамблі складних сигналів на основі послідовностей з мінімальною енергетичною взаємодією. Алгоритм реалізовано як програмний продукт у середовищі Matlab.

3. Проведені дослідження взаємкореляційних властивостей сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду показує, що вони задовольняють умову мінімальної подоби і мають кращі, відносно відомих сигналів, взаємкореляційні властивості.

4. Проведені дослідження ансамблевих властивостей сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду доводять, що вони мають більший об'єм ансамблів, ніж ансамблі відомих сигналів, що застосовуються в когнітивних телекомунікаційних системах радіозв'язку з кодовим розділенням каналів. Застосування утворених ансамблів складних сигналів дозволить збільшити кількість одночасно обслуговуваних абонентів при низьких рівнях ЗМД.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДІВ ФОРМУВАННЯ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ З ПОКРАЩЕНИМИ ВЗАЄМОКОРЕЛЯЦІЙНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ В ЧАСТОТНІЙ ОБЛАСТІ

Збільшення кількості користувачів та якості їхнього обслуговування в сучасних когнітивних телекомунікаційних системах і мережах радіозв'язку, за умови надання множинного доступу до різноманітних інформаційних ресурсів і технологій, можливе за рахунок застосування ансамблів складних сигналів з великими об'ємами.

Реалізація сигналів збільшеного об'єму можлива при застосуванні псевдовипадкових послідовностей з низькою енергетичною взаємодією в часовій області, що описані в [17, 18]. Такі послідовності характеризуються однаковою тривалістю імпульсів, наближено однаковим періодом проходження імпульсів та шпаруватістю, а також різною кількістю імпульсів в послідовностях.

Перевагами таких послідовностей є низька енергетична взаємодія в часовій області, низький рівень взаємної кореляції, забезпечення низького рівня ЗМД та відповідність умові мінімальної подоби. Та при дослідженні ансамблів сигналів на основі таких послідовностей виявлено, що їхній об'єм обмежується кількістю формуючих послідовностей. Тому актуальним завданням є формування таких ансамблів сигналів, що мають взаємокореляційні властивості наближені до сигналів з мінімальною взаємодією в часовій області і об'ємами, що дозволяють значно збільшити кількість одночасно обслуговуваних абонентів.

Застосування методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду дозволяє збільшити об'єм ансамблів сигналів за рахунок використання часових сегментів з рідних утворюючих послідовностей з подальшою перестановкою. При цьому зберігається заданий рівень взаємної кореляції між сигналами сформованого ансамблю і, відповідно, рівень ЗМД.

З метою подальшого збільшення об'єму ансамблів складних сигналів пропонується метод формування ансамблів складних сигналів на основі виділення смуг частот зі спектра сигналу з наступним перенесенням в спільну область частот і подальшим застосуванням перестановок.

Оцінювання об'єму та аналіз взаємкореляційних властивостей ансамблів складних сигналів, які утворені на основі такого методу, дозволить визначити доцільність подальшого застосування таких сигналів в телекомунікаційних системах когнітивного радіозв'язку з кодовим розділенням каналів.

3.1 Метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору

Результати, отримані в розділі 2 при використанні розробленого методу формування ансамблів складних сигналів, показують, що застосування перестановок часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду дозволяє отримати такі сигнали, рівень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК часових елементів яких задовольняє умову мінімальної подоби.

Для подальшого збільшення об'ємів ансамблів складних сигналів і, як наслідок, оптимального використання обмеженого радіочастотного ресурсу пропонується метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору [38].

Сутність метода перестановок частотних елементів сигналів полягає в порівнянні значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів, утворених при частотній фільтрації різних вихідних послідовностей у різних смугах частот. Значення коефіцієнту зіставлення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів визначається інтегралом в діапазоні від F_n до F_v добутку i -го та j -го сигналів:

$$R_{ij\max}(\Delta f) = \int_{F_n}^{F_v} s_i(\Delta f) \cdot s_j(\Delta f - \Delta) d\Delta f, \quad (3.1)$$

де Δf – смуга фільтрації;
 Δ – крок інтегрування.

При цьому отримані значення повинні відповідати умові мінімальної подоби:

$$R_{ij_{\max}} \leq \frac{2...5}{\sqrt{B}}. \quad (3.2)$$

Перестановка сигналів відбувається шляхом повного перебору. Для прикладу задаймося набором з чотирьох частотних елементів R_1, R_2, R_3 і R_4 , отриманих при застосуванні смугової фільтрації, в різних проміжках спектра, до послідовностей з покращеними взаємкореляційними характеристиками. У результаті отримаємо всі можливі комбінації перестановок: $R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{23}, R_{24}$ та R_{34} . Такий спосіб перестановок можна описати формулою:

$$\sum R_{ij} = \frac{R_{ij}^2 - R_{ij}}{2}. \quad (3.3)$$

Формування центрованого ряду відбувається на основі розрахунку середнього значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів. При цьому, якщо у процесі розрахунків виявляється сигнал, взаємодія з яким порушує відповідність умови (3.2), то його виключають із масиву значень. На основі використання значень центрованого ряду складають ансамблі сигналів з покращеними взаємкореляційними властивостями та оптимальним порядком перестановок елементів сигналів. Об'єм ансамблі сигналів, складених з частотних елементів з розстановкою у відповідності до значень центрованого ряду значно перевищує об'єм ансамблів вихідних послідовностей.

Алгоритм, який реалізує метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору подано на рис. 3.1.

Алгоритм реалізації запропонованого методу складається з таких кроків:

1. Визначають вихідні дані: кількість послідовностей N , кількість частотних елементів Δf .
2. Проводять попарний розрахунок максимальних викидів бічних пелюсток ФВК частотних елементів.
3. Визначають загальне середнє значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК.
4. На основі загального середнього значення складають центрований ряд значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК, при цьому на кожному кроці проводять повний перебір перестановок з метою визначення оптимальної позиції.
5. Формують послідовності у відповідності до значень центрованого ряду.
6. Формують ансамблі сигналів на основі утворених послідовностей.

Для оцінки працездатності запропонованого метода перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору, на основі розробленого програмного продукту (додаток Б), було обрано чотири псевдовипадкові послідовності з мінімальною енергетичною взаємодією $s_1(t)-s_4(t)$, які формуються на основі застосування алгоритму, описаному в [17]. Смугу фільтрації було обрано на проміжку від 5 кГц до 200 кГц, з кроком 2 кГц. Приклад сигналу, який отриманий при застосуванні перестановок частотних елементів вихідної послідовності шляхом повного перебору подано на рис. 3.2. Функція автокореляції (ФАК) і нормована ФВК сигналу представлені на рис. 3.3 та 3.4 відповідно.



Рис. 3.1. Алгоритм реалізації методу перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору

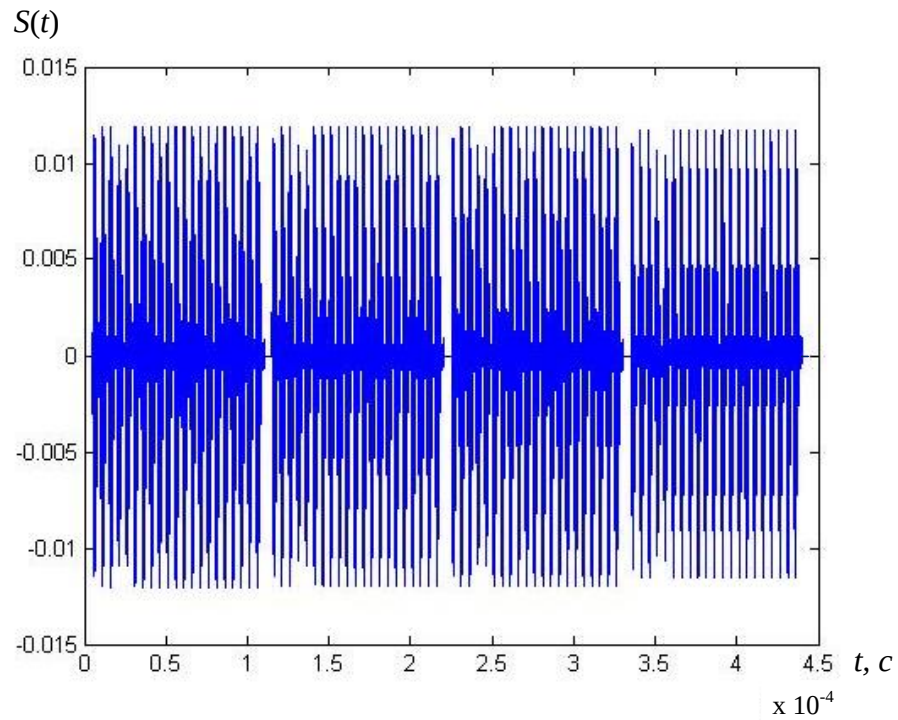


Рис. 3.2. Часова діаграма сигналу, отриманого за допомогою перестановок частотних елементів вихідної послідовності шляхом повного перебору

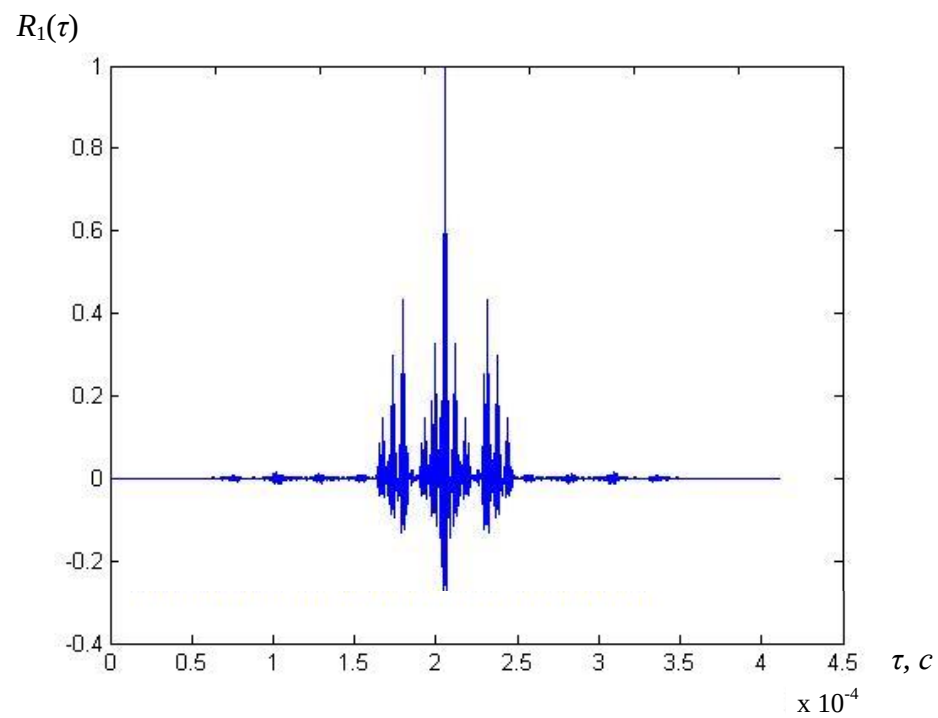


Рис. 3.3. ФАК сигналу на основі перестановок частотних елементів вихідної послідовності шляхом повного перебору

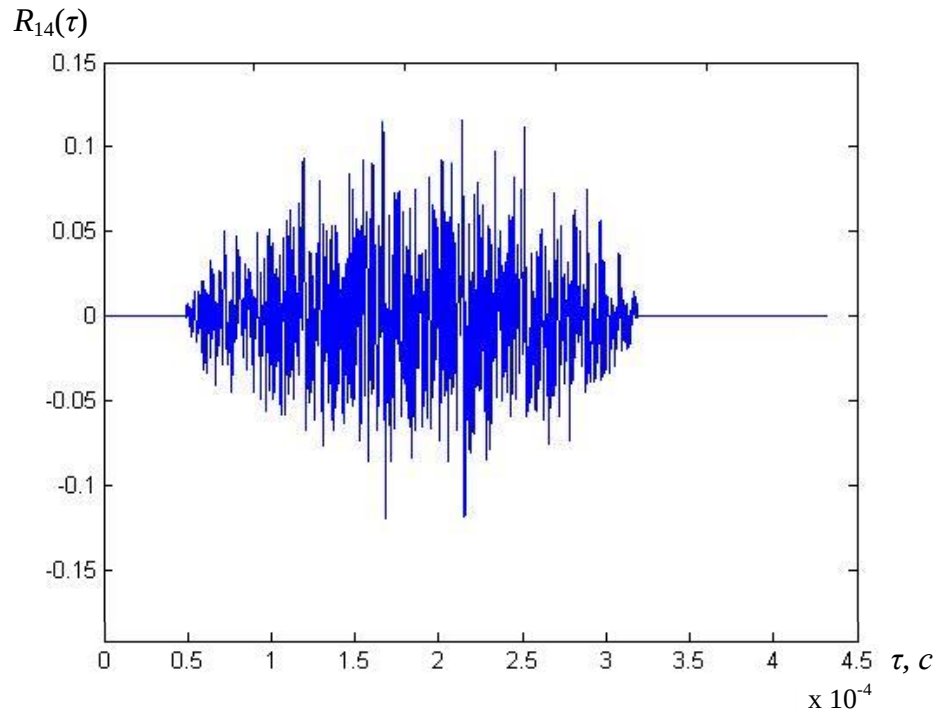


Рис. 3.4. Нормована ФВК сигналу на основі перестановок частотних елементів вихідної послідовності шляхом повного перебору

При порівнянні значень ФВК сигналів, отриманих за допомогою перестановок частотних елементів вихідної послідовності шляхом повного перебору з результатами, на основі розрахунків у розділі 2, спостерігається незначне погіршення взаємкореляційних властивостей сигналів, так як величина значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів залежить від кількості смуг фільтрації, що є окремим завданням. Також потребує вирішення завдання вибору оптимальної ширини смуги фільтрації вихідних послідовностей при обмеженні максимальних викидів бічних пелюсток ФВК (3.1). Рішення таких завдань подано у розділі 4.

На основі аналізу отриманих результатів видно, що значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів при виділенні чотирьох частотних елементів не перевищує $3/\sqrt{B}$, що відповідає вимозі до рівня взаємної кореляції сигналів одного ансамбля (3.1). Утворені сигнали мають низький рівень кореляції за рахунок перестановки частотних елементів шляхом повного

перебору з різних вихідних послідовностей і зміни ширини смуг фільтрації, за рахунок чого можна формувати на їхній основі ансамблі сигналів зі збільшеними об'ємами, у порівнянні з ансамблями відомих сигналів.

3.2 Метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками

Для збільшення об'єму сигналів в ансамблях пропонується метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками.

Суть методу полягає у застосуванні смугової фільтрації до псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, які описані в [35, 41, 57, 58]. У процесі аналізу частотний діапазон таких послідовностей розбивається на рівні смуги.

Визначення оптимальної смуги фільтрації сигналів відбувається на основі аналізу залежності максимальних значень ФВК R_{ij} від кількості елементів у задіяних послідовностях $\sqrt{n_i n_j}$ і ширини смуги фільтрації ΔF .

Оцінювання кількості смуг фільтрації відбувається за рахунок коефіцієнту використання частотного спектра k_s , який визначається як [30]:

$$k_s = \frac{\Delta F}{\Delta f}, \quad (3.4)$$

де ΔF – ширина основної пелюстки спектра псевдовипадкової послідовності з низькою взаємодією в часовій області;

Δf – ширина смуги фільтрації псевдовипадкових послідовностей.

Виділення ділянок спектра із загальної смуги частот відбувається за допомогою фільтру Чебишева першого роду [34, 35]. Використання такого фільтру доцільне там, де потрібно забезпечити за допомогою фільтру невеликого порядку необхідні амплітудно-частотні характеристики (АЧХ), зокрема, належне придушення частот із смуги придушення [90, 91].

У результаті застосування такої фільтрації було проведено виділення смуг частот зі спектра псевдовипадкових послідовностей з мінімальною енергетичною взаємодією, в частотній області. Аналіз сигналів, отриманих за допомогою виділення смуг частот, показує їхню відмінність за формою один від одного при виконанні умови мінімальної подоби сигналів (3.1).

Далі сигнали, обмежені за частотою, переносяться в спільну область частот для мобільних пристроїв та терміналів, що використовуються для обробки даних.

Виконання частотного перенесення можна подати у вигляді аналітичного виразу, описаного в [39, 40]:

$$F^{-1}\{X(\omega - \omega_0)\} = s(t)e^{-j\omega_0 t}, \quad (3.5)$$

де $s(t)$ – сигнал, отриманий у результаті частотної фільтрації;

X – частотний спектр сигналу;

$\omega_0 t$ – фазовий зсув.

У виразі (3.5) затримка сигналу призводить до зміни фазочастотної характеристики, що показує відношення гармонійних складових: $\frac{\sin(\omega)}{\cos(\omega)}$.

Для отриманих сигналів проводять обчислення значень викидів бічних пелюсток ФВК у відповідності до виразу:

$$R_{ij}(\tau) = \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t - \tau) dt. \quad (3.6)$$

Внаслідок різної кількості імпульсів у послідовностях і оскільки енергії неперервних сигналів будуть відрізнятися для оцінки ФВК за виразом (3.6) потрібно проводити нормування величини енергії сигналів [92]:

$$s_{i_{норм}}(t) = \frac{s_i(t)}{\sqrt{E_i}}. \quad (3.7)$$

Розрахунок ФВК виконують для всіх можливих пар сигналів. У результаті визначають загальне середнє значення ФВК та формують центрований ряд, в якому отримані значення будуть ставитися у відповідності до загального середнього значення ФВК.

Наступним кроком проводять перевірку розрахованих значень ФВК кожної пари сигналів на виконання умови забезпечення заданого рівня максимальних викидів бічних пелюсток ФВК. Якщо умова мінімальної подоби не виконується, то послідовність, взаємодія з якою дає найбільшу кількість порушень умови мінімальної подоби з іншими послідовностями виключається з ансамблю. В випадку задовільного значення – отримані сигнали приймаються для формування ансамблю сигналів.

З отриманих елементів складають сигнали, першу позицію ряду займає елемент, у якому ФВК має середнє значення, наступні елементи визначають на основі аналізу значень ФВК з застосуванням перестановок, у результаті яких обирають оптимальний варіант з кращими значеннями взаємкореляційних властивостей утворених сигналів.

Алгоритм, який реалізує метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками [30, 38] подано на рис. 3.5.



Рис. 3.5. Алгоритм реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками

Алгоритм реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками складається з таких операцій:

1. Визначають вихідні дані:
 - кількість послідовностей – $s_i(t)$;
 - ширину спектра – ΔF ;
 - тривалість імпульсу в послідовності – τ_i ;
 - тривалість послідовності – T ;
 - шпаруватість імпульсів в послідовностях з максимальною кількістю елементів – $Q_{\min}$;
 - кількість імпульсів в послідовності – n_i .
2. Визначають частоти фільтрації f_i та кількість смуг частот зі спектра сигналу Δf .
3. Застосовують смугову фільтрацію до послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями.
4. Проводять перенос частотних елементів сигналів в спільну область частот.
5. Для отриманих елементів сигналів проводять попарний розрахунок значень ФВК за методом повного перебору.
6. Виконують перевірку значень ФВК елементів сигналів на виконання умови мінімальної подоби.
7. Якщо умова мінімальної подоби не виконується, то сегмент, взаємодія з яким дає найбільшу кількість порушень умови мінімальної подоби з іншими сегментами видаляється. Далі проводиться повторний розрахунок у відповідності до виконання пунктів алгоритму 5-7, до виконання умови мінімальної подоби.
8. Визначають загальне середнє значення ФВК.
9. Виконують перестановку елементів сигналів з метою формування оптимального ряду.

10. На основі загального середнього значення складають центрований ряд значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК.

11. Формують сигнали у відповідності до значень центрального ряду.

12. Виконують перевірку умови мінімальної подоби послідовностей для пошуку оптимального варіанту перестановок.

13. Сигнали приймають для формування ансамблю.

Графічне представлення методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками приведено на рис. 3.6.

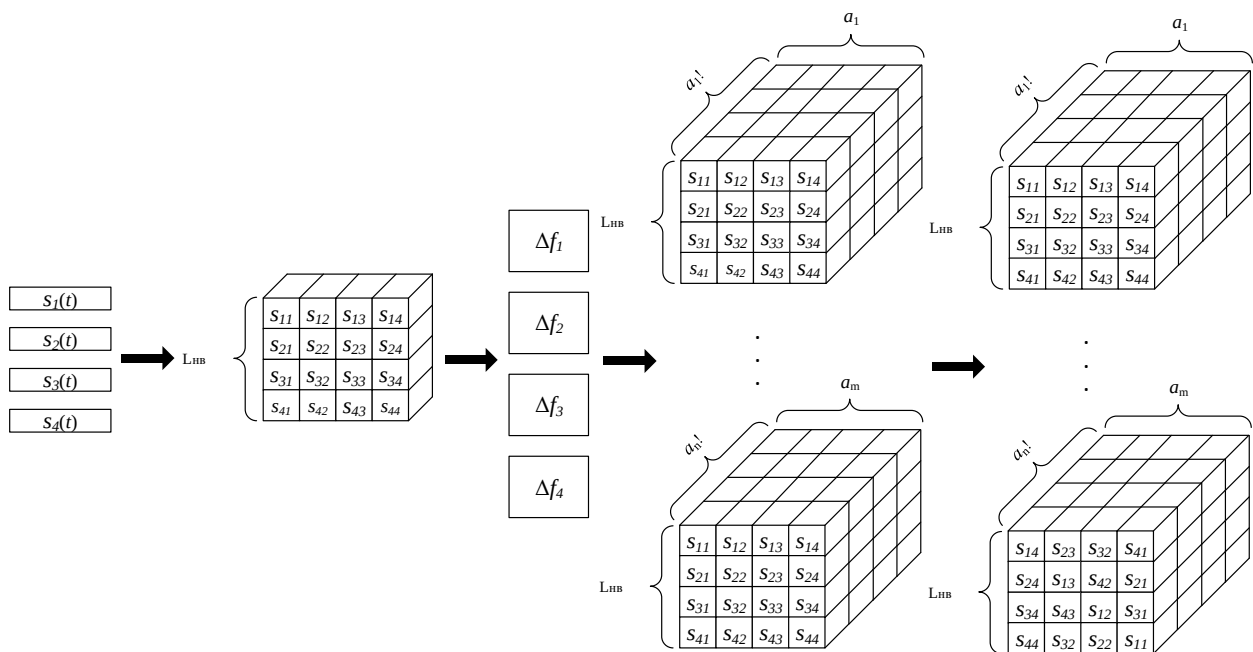


Рис. 3.6. Графічне представлення методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками

Для демонстрації працездатності запропонованого методу, на основі програмного продукту (додаток Б), обрана вихідна вибірка, яка складається з 50 послідовностей з кількістю імпульсів у межах від 23 до 512. Тривалість

послідовностей – $T \approx 1.2$ мс, тривалість імпульсів – $\tau_i = 10$ нс. Смугу фільтрації було обрано на проміжку від 5 кГц до 200 кГц, з кроком 2 кГц.

Вид сигналів, отриманих за рахунок смугової фільтрації в різних частотних діапазонах з подальшим переносом в спільну область частот подано на рис. 3.7 та 3.8.

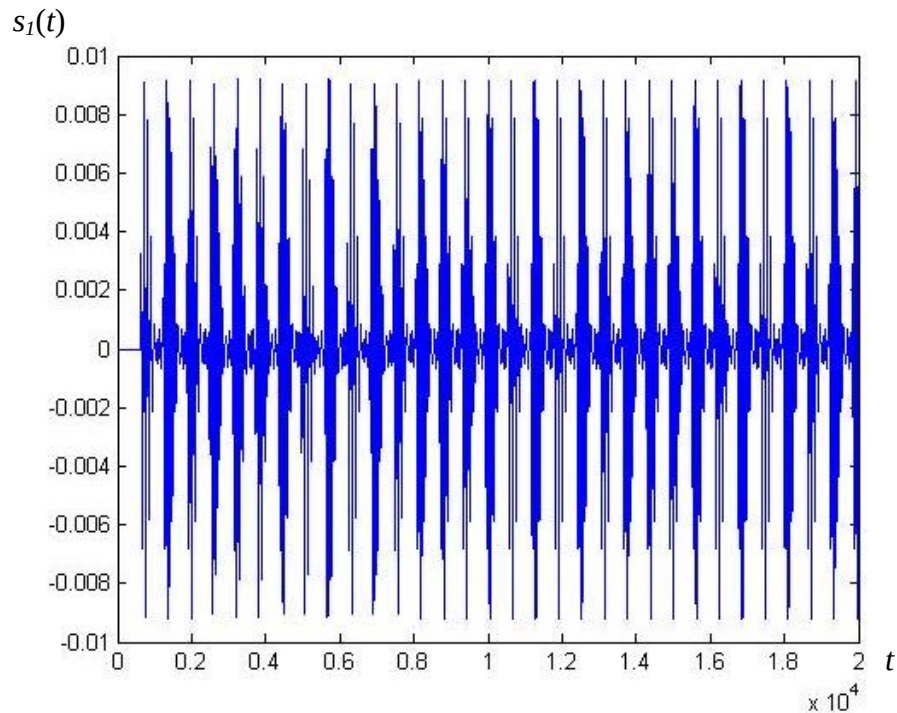


Рис. 3.7. Сигнал, який отриманий за рахунок смугової фільтрації в діапазоні f_1 з подальшим переносом в спільну область частот

На основі аналізу отриманих сигналів можна зробити висновок, що тривалість імпульсів збільшується пропорційно зменшенню смуги частот сигналу, що призводить до погіршення взаємкореляційних властивостей елементів сигналів.

Вид ФВК сигналів сформованих у відповідності до алгоритму реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками представлена на рис. 3.9.

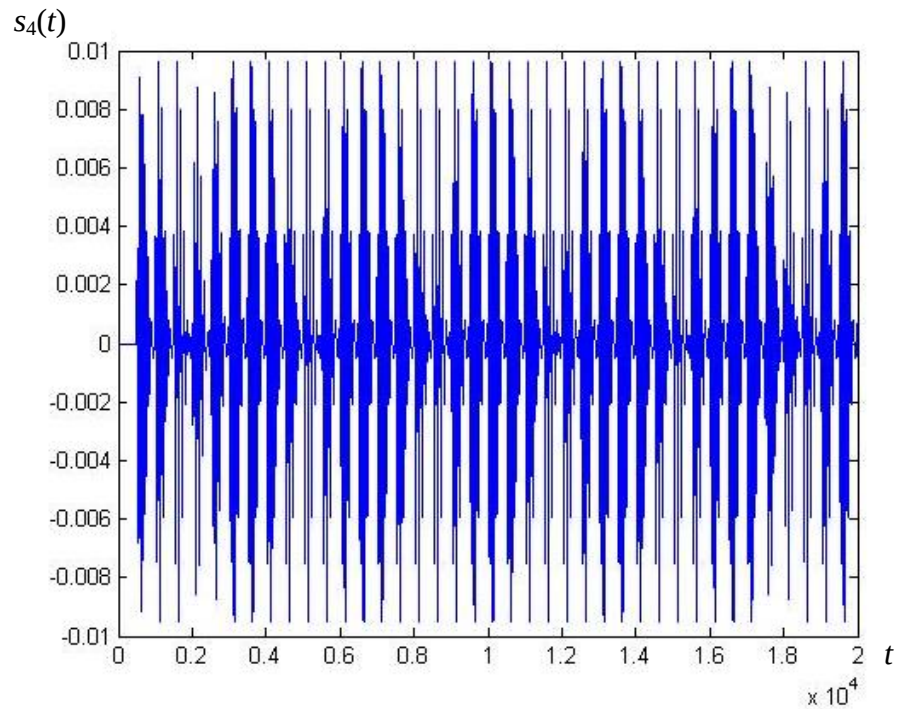


Рис. 3.8. Сигнал, отриманий за рахунок смугової фільтрації в діапазоні f_2 з подальшим переносом в спільну область частот

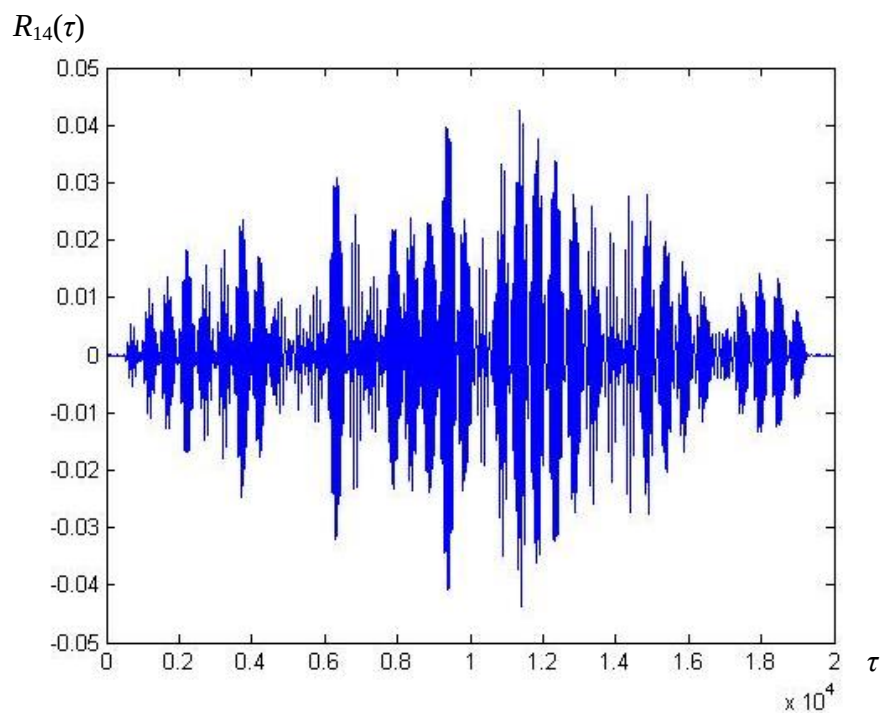


Рис. 3.9. ФВК сигналів, отримані за рахунок смугової фільтрації в частотних діапазонах f_1 та f_2 з подальшим переносом в спільну область частот та перестановкою елементів сигналів

З отриманих результатів видно, що для даного випадку значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів при ширині смуги фільтрації 0.2% основної пелюстки спектра послідовності з покращеними взаємкореляційними властивостями не перевищує значення $R_{\max} \leq 3/\sqrt{B}$, що повною мірою задовольняє вимогу (3.1). Сигнали, отримані за рахунок застосування методу перестановок елементів з різних послідовностей і в різних смугах частот з наступними перестановками відрізняються мінімальним значенням взаємної кореляції, що дає можливість формувати на їхній основі ансамблі сигналів з великими об'ємами, які перевищують об'єми ансамблів на основі уже відомих сигналів.

3.3 Аналіз взаємкореляційних властивостей ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками

Одним з головних напрямків досліджень властивостей ансамблів складних сигналів є розрахунок кореляційних функцій і характеристик. Разом з цим кодове розділення каналів ґрунтується на кореляційній обробці, тоді основним критерієм оцінки властивостей ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками та наступним переносом в спільну область частот можна вважати аналіз взаємкореляційних властивостей досліджуваних сигналів.

Застосування сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками [30, 31, 38] в когнітивних телекомунікаційних системах дозволяє знизити рівень завад множинного доступу (ЗМД) за рахунок зменшення значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК отриманих сигналів.

При цьому максимальні рівні викидів бічних пелюсток ФВК сигналів задовольняють обмеженню, наведеному в (3.1).

Для визначення оптимального значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками необхідно розрахувати статистичні характеристики взаємкореляційних властивостей отриманих сигналів (математичного очікування і середньоквадратичного відхилення).

У відповідності до алгоритму реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з перестановками, рис. 3.2, було сформовано ансамбль складних сигналів, що складається з 50 вихідних послідовностей з кількістю імпульсів у межах від 23 до 512. Тривалість послідовностей – $T \approx 1,2$ мс, тривалість імпульсів – $\tau_i = 10$ нс. Смугу фільтрації було обрано рівною 0,2 % загальної ширини спектра вихідних послідовностей.

За допомогою розробленого програмного продукту, який реалізує метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації з наступним перенесенням в спільну область частот та з подальшими перестановками (додаток Б), сформовано сигнал з кількістю імпульсів $n_1=145$ і його ФАК, які представлені на рис. 3.10 та 3.11 відповідно. Вид нормованої ФВК для пари сформованих сигналів подано на рис. 3.12.

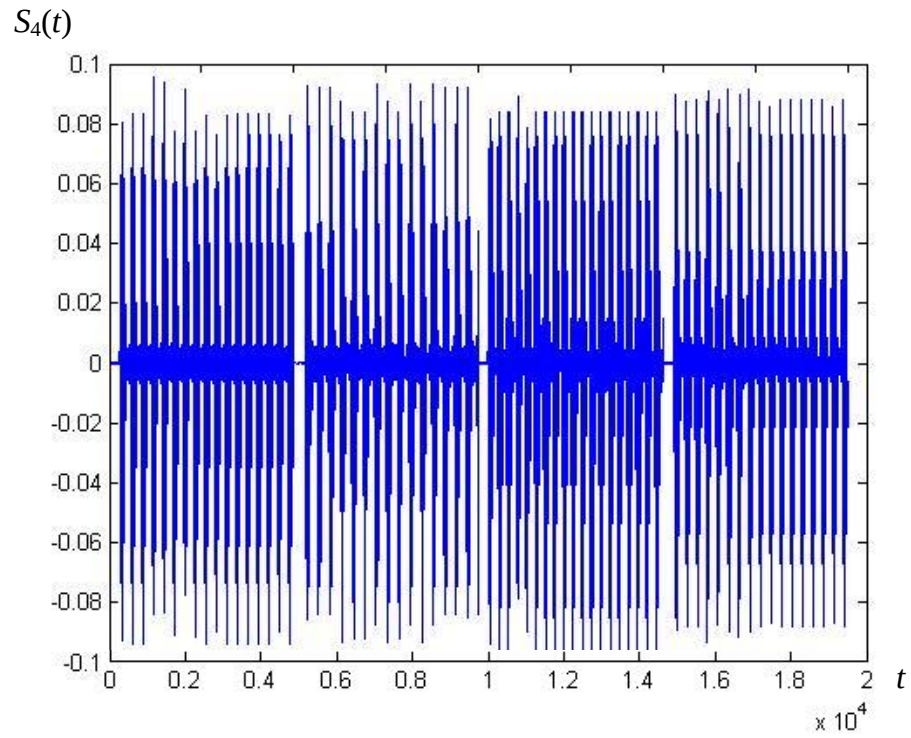


Рис. 3.10. Сигнал, який отримано шляхом смугової фільтрації з перестановками

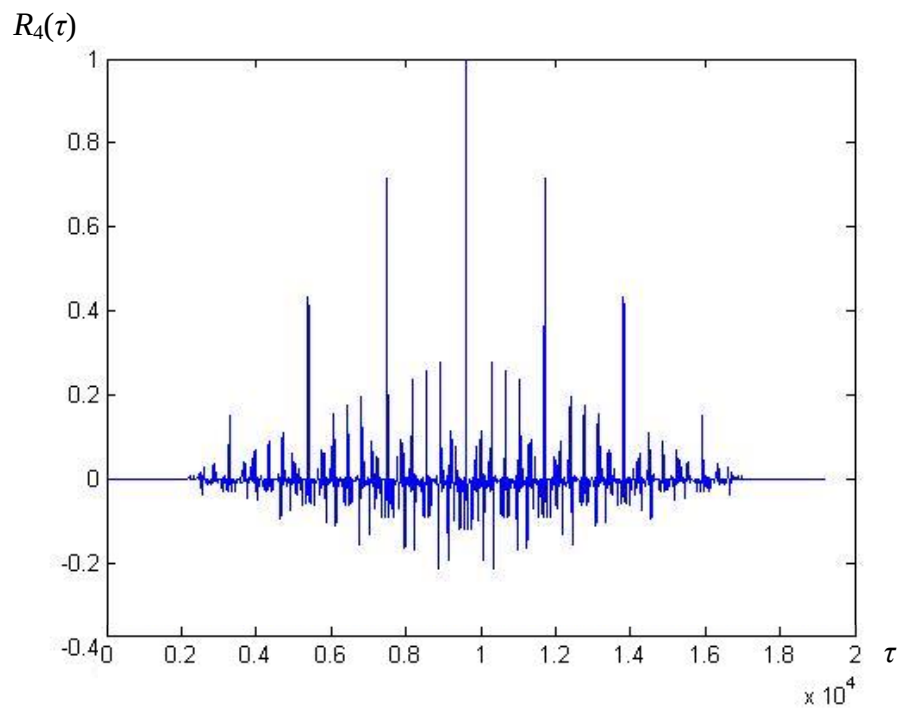


Рис. 3.11. Нормована ФАК сигналу, який отримано шляхом смугової фільтрації з перестановками

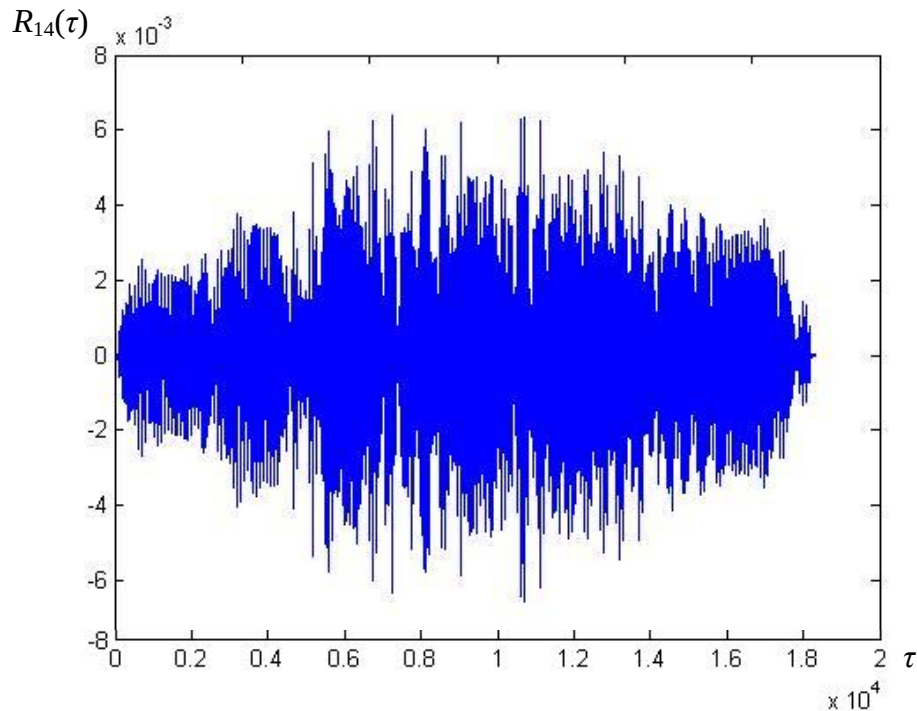


Рис. 3.12. Нормована ФВК сигналу, який отримано шляхом смугової фільтрації з перестановками

З аналізу рисунків видно розширення імпульсів у часі, що призводить до збільшення взаємодії між ними. Рівні максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів задовольняють вимогу (3.1).

Оцінку статистичних характеристик ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками проводять на основі методики розрахунку статистичних характеристик випадкових величин, яка наведена в [30, 42] і включає наступні етапи:

1) розрахунок математичного очікування максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів $m_{R_{\max}}$ при зміні значень смуг фільтрації в діапазоні від 0.1% до 2% загальної ширини спектра вихідних послідовностей при сталому значенні шпаруватості і тривалості сигналу [30, 42]:

$$m_{R_{\max}}(\Delta F) = \frac{\sum_{k=1}^N \max |R_k(\Delta F)|}{N}, \quad (3.8)$$

де N – кількість пар сигналів, які взаємодіють між собою;

k -порядковий номер ФВК;

$\max |R_k(\Delta F)|$ – модуль значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів в залежності від ширини спектра сигналів ($\Delta F = 0,1, 0,2, \dots, 2$ % загальної ширини спектра вихідних послідовностей).

2) для оцінки стандартної похибки середнього арифметичного, від середнього значення, проводять розрахунок середньоквадратичного відхилення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК $\sigma_{R_{\max}}$ відносно математичного очікування [30, 42]:

$$\sigma_{R_{\max}}(\Delta F) = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (\max |R_k(\Delta F)| - m_{R_{\max}}(\Delta F))^2}{N}}. \quad (3.9)$$

У результаті проведеного розрахунку отримані значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів на основі послідовностей, сформованих згідно з алгоритмом, наведеним в [17], при виділенні від 0,1% до 2% від ширини спектра вихідних послідовностей. Розрахунки проводилися за допомогою засобів математичного моделювання MATLAB (додаток Б) [6, 48, 49, 51, 98-100]. Результати розрахунків значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів наведено в таблиці 3.1.

За допомогою програмного продукту (додаток Б) були отримані розрахунки статистичних характеристик, на основі яких побудовано графік залежності математичного очікування значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів від смуги частот (рис. 3.13) та залежність математичного очікування максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів, при різних значеннях α , в залежності від смуги частот (рис. 3.14).

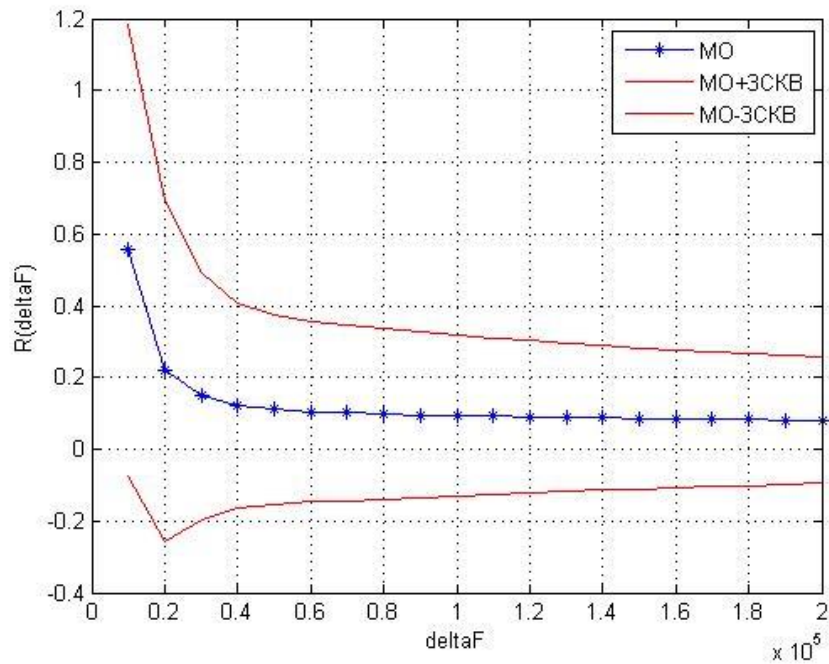


Рис. 3.13. Залежність математичного очікування значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК з урахуванням середньоквадратичного відхилення від смуги частот

Таблиця 3.1.

Результати розрахунку значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів.

	$\Delta F(\%)$									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
m_{Rmax}	0.584	0.211	0.182	0.146	0.121	0.118	0.116	0.114	0.112	0.110
σ_{Rmax}	0.207	0.143	0.116	0.076	0.073	0.07	0.069	0.069	0.068	0.068
	$\Delta F(\%)$									
	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2
m_{Rmax}	0.108	0.106	0.102	0.097	0.095	0.093	0.091	0.089	0.088	0.088
σ_{Rmax}	0.066	0.066	0.065	0.065	0.063	0.062	0.061	0.06	0.06	0.059

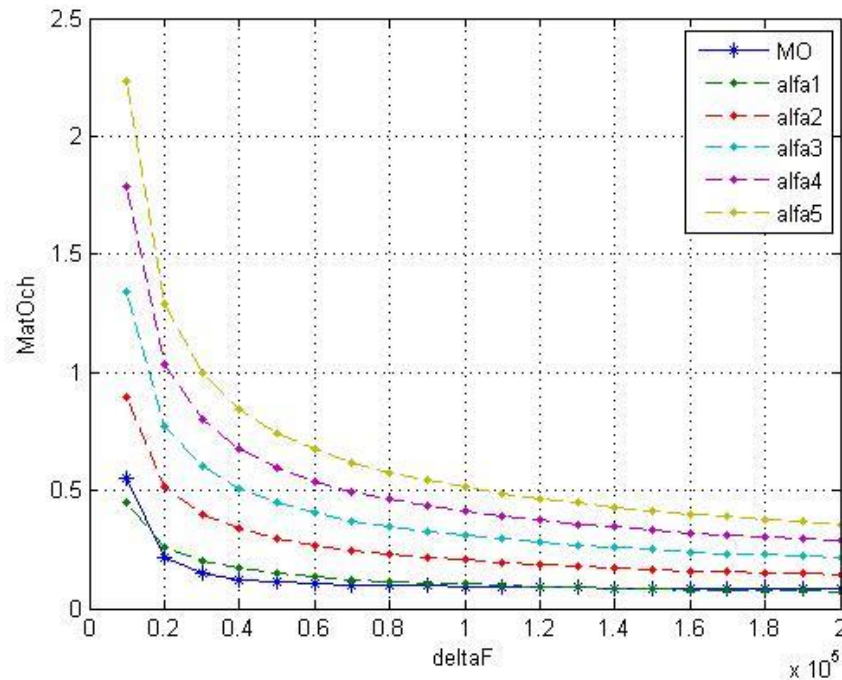


Рис. 3.14. Залежність математичного очікування значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК, при різних значеннях α , в залежності від смуги частот

У загальному випадку математичного очікування значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК не перевищує $3/\sqrt{B}$ при смузі фільтрації до 0,2 % загальної смуги частот вихідних послідовностей. Отже, при заданих обмеженнях, оптимальним значенням смуги фільтрації буде величина, що дорівнює 0,2 % загальної смуги частот вихідних послідовностей.

Таким чином застосування смугової фільтрації в різних областях спектра до послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями з наступним переносом сигналів в спільну смугу і застосуванням перестановок до отриманих частотних елементів можна збільшити об'єм ансамблів складних сигналів за рахунок допустимого зниження величини взаємокореляційних характеристик.

3.4 Оцінювання об'єму ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками

На основі проведених розрахунків, у попередньому розділі, смуга обмеження спектра послідовностей може складати від 0,1 до 2 % загальної ширини основної пелюстки спектра вихідних послідовностей з виконанням умови збереження взаємкореляційних властивостей, умова (3.1) і прийнятних енергетичних характеристик, що дозволяє практичне застосування утворених сигналів в когнітивних телекомунікаційних системах.

Оцінювання об'єму ансамблів складних сигналів проводиться за допомогою виразу (2.28), яким визначається середнє значення об'єму великої системи сигналів L_{cp} у відповідності до [7].

Для дослідження використовуються сигнали з тривалістю послідовностей – $T \approx 1,2$ мс, тривалістю імпульсів – $\tau_i = 10$ нс та смуга фільтрації, яка дорівнює 0,1 % загальної ширини основної пелюстки спектра вихідних послідовностей. До таких сигналів застосовується смугова фільтрація в різних частотних діапазонах з наступним переносом в загальну область частот і подальшими перестановками отриманих частотних елементів сигналу. На основі розрахунку коефіцієнту частотного спектра k_s , за формулою (2.33), для заданих умов кількість полос фільтрації буде рівною 1000. Задаємося умовою кількості сигналів, які можна отримати з однієї кодової послідовності $N = 50$. Прикладом таких сигналів являються ансамблі на основі послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, які задовольняють умові (3.1).

Об'єм ансамбля сигналів на основі нелінійних послідовностей $L_{нел}$ при відповідній кількості імпульсів в сигналі n з урахуванням відомих положень [7, 11, 12] приведено в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2.

Об'єм ансамбля на основі нелінійних послідовностей

n	40	100	256	1032	2088	9000
$L_{нел}$	3.8×10^3	8×10^3	1.3×10^8	1.5×10^8	5.4×10^8	8×10^9

Кількість ансамблів сигналів, які можна отримати за рахунок частотної фільтрації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, буде визначатися значенням факторіалу кількості смуг розбиття, а саме $(m!-1)$. Як наслідок, сумарна кількість утворених послідовностей буде визначатися виразом [38]:

$$L_{\phi} = L_{нв} + L_{нв}(a1!-1) + L_{нв}(a1!-1)(a2!-1) + \\ + L_{нв}(a1!-1)(a2!-1)(a3!-1) + L_{нв} \prod_{l=1}^m (m!-1), \quad (3.10)$$

де $L_{нв}$ – кількість послідовностей у вихідному ансамблі, на основі якого формують решту дочірніх ансамблів;

m – максимальна кількість смуг, на які розбиваються послідовності;

$a1, a2, a3$ – смуги фільтрації.

Максимальна кількість смуг частот, на які розбивається ансамбль псевдовипадкових послідовностей з мінімальною взаємодією в часовій області буде визначатися коефіцієнтом використання частотного спектра k_s .

Об'єму ансамбля сформованих сигналів від кількості імпульсів n у вихідних псевдовипадкових послідовностях з покращеними взаємкореляційними властивостями при кратності перестановок у часовій та частотній областях $m=5$ наведено в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3.

Об'єм ансамбля сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками.

n	40	100	256	1032	2088	9000
$L_{\phi n}$	1.8×10^{23}	3.8×10^{23}	7.2×10^{26}	6.3×10^{27}	2.6×10^{28}	3.8×10^{29}

Вид залежності об'єму ансамбля сигналів на основі нелінійних послідовностей та ансамбля сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками від кількості імпульсів (додаток Б) подано на рис. 3.15

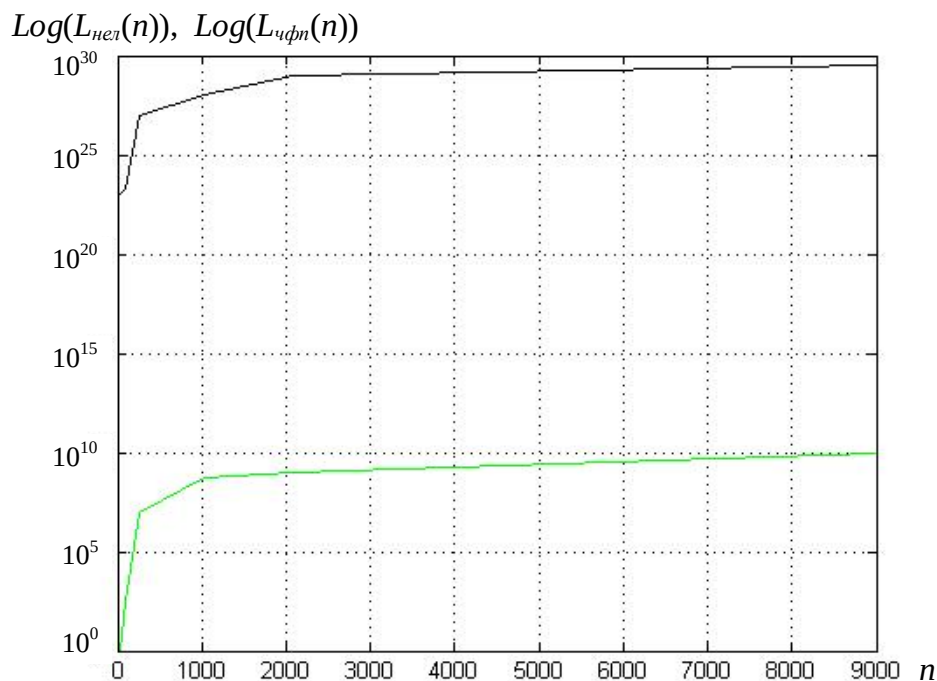


Рис. 3.15. Залежність об'єму ансамбля сигналів на основі нелінійних послідовностей та ансамбля сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками від кількості імпульсів

Об'єм ансамбля сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками, при

інших однакових умовах, значно перевищує об'єм ансамбля сигналів на основі нелінійних послідовностей.

Для оцінки ефективності застосування перестановок частотних елементів сигналів було проведено моделювання ансамблів сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками, у результаті якого отримано граничні значення кількості утворених сигналів та побудовано їхні залежності від ступеню перетворення-кількості часових інтервалів розбиття (смуг частот), яких було обрано 10 – від 1 до 10 та числа смуг фільтрації, яких також було обрано 10 – від 1 до 10, які представлені в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4.

Граничні значення об'єму утворених сигналів

m	1	2	3	4	5
$L_{чfn}$	1.1×10^{37}	2.1×10^{37}	7.4×10^{37}	1.3×10^{39}	1.6×10^{41}
m	6	7	8	9	10
$L_{чfn}$	1×10^{44}	5.2×10^{47}	2.1×10^{52}	7.6×10^{57}	2.8×10^{64}

Об'єм вихідного ансамбля нелінійних послідовностей $L_{нел} = 4.0 \times 10^4$ [30]

Об'єми ансамблів сигналів на основі вихідних нелінійних послідовностей, послідовностей з перестановками в часовій області та послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками залежно від кількості перестановок часових інтервалів (смуг фільтрації) – m наведено на рис. 3.16.

Ансамблі сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією в часовій області, отриманих шляхом смугової фільтрації, подальшим переносом частотних елементів в спільну область частот і з перестановками мають об'єм, що на порядки перевищує об'єм ансамблів сигналів на основі вихідних

нелінійних послідовностей та сигналів на основі послідовностей з перестановками в часовій області.

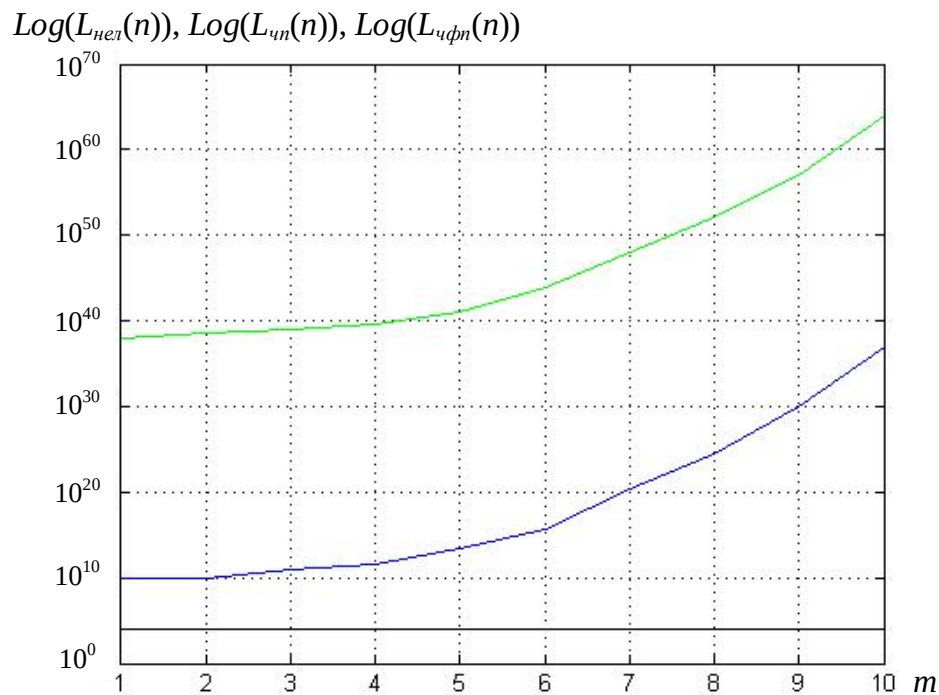


Рис. 3.16. Крива залежності об'єму ансамбля сигналів на основі вихідних нелінійних послідовностей, послідовностей з перестановками в часовій області та послідовностей, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками від кількості перестановок часових інтервалів (смуг фільтрації)

Таким чином застосування розробленого методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманими шляхом смугової фільтрації, подальшим переносом частотних елементів в спільну область частот і з перестановками дозволяє формувати ансамблі складних сигналів, об'єми яких переважають об'єми ансамблів, сформованими на основі відомих методів і залежати від кількості смуг фільтрації вихідних послідовностей.

3.5 Висновки за розділом 3

1. Розроблений метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору. Сигнали, утворені за таким методом, мають низький рівень взаємної кореляції за рахунок перестановки частотних елементів шляхом повного перебору з різних вихідних послідовностей, в різних смугах частот і зміни ширини смуг фільтрації. При цьому об'єм ансамбля складних сигналів можна збільшити на величину, що дорівнює кількості частотних елементів.

2. Отримав подальшого розвитку метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, в частотній області, який відрізняється від уже відомих застосуванням смугової фільтрації до псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємдією в часовій області з наступним перенесенням в спільну область частот з подальшими перестановками, який забезпечує можливість формування ансамблів складних сигналів з необхідними рівнями максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції та об'ємами, що значно перевищують об'єми ансамблів на основі відомих сигналів.

3. Розроблено алгоритм реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отримані шляхом смугової фільтрації з перестановками. Отримані результати доводять, що при заданих обмеженнях значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів не перевищує $R_{\text{пвх}} \leq 3/\sqrt{B}$, отже повною мірою задовольняє вимогу мінімальної подоби сигналів. Оптимальне значення смуги фільтрації дорівнює 0,2 % загальної смуги частот вихідних послідовностей.

4. Ансамблі складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками мають гірші взаємкореляційні властивості, ніж сигнали, отримані шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі

центрованого ряду, через те, що тривалість імпульсів збільшується пропорційно зменшенню смуги частот сигналу, але їхнє значення задовольняє умову мінімальної подоби і такі сигнали можуть застосовуватися в когнітивних телекомунікаційних системах.

5. У результаті оцінки об'єму ансамбля складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками отримані результати, що показують збільшення відносно об'ємів ансамблів на основі вихідних послідовностей.

РОЗДІЛ 4

ОЦІНЮВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ СФОРМОВАНИХ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОГНІТИВНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Дослідження, проведені в роботі, показують, що отримані сигнали на основі послідовностей з мінімальною енергетичною взаємодією мають взаємкореляційні властивості, не гірші, ніж у відомих сигналів. При цьому об'єми ансамблів розроблених сигналів перевищують об'єми ансамблів відомих сигналів. Доцільно провести оцінку ефективності застосування сигналів на основі нелінійних послідовностей, ансамблів сигналів на основі послідовностей з мінімальною енергетичною взаємодією та ансамблів сигналів, розроблених на їхній основі, за рахунок порівняльної характеристики взаємкореляційних властивостей та порівняння об'ємів ансамблів сигналів, для оцінки можливості застосування в когнітивних телекомунікаційних системах. А також розробити спосіб вибору параметрів сигналів, отриманих на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями.

4.1 Розроблення практичних рекомендацій з вибору параметрів сформованих сигналів

Практична реалізація алгоритму формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками [30, 31, 38], робота якого детально розглянута в розділі 3, потребує розробки практичних рекомендацій з вибору оптимальних параметрів сигналів, зокрема: ширини смуги фільтрації, граничних значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів та вибору типу кодової послідовності.

Вибір параметрів сигналів відбувається у відповідності до алгоритму, який подано на рис. 4.1.

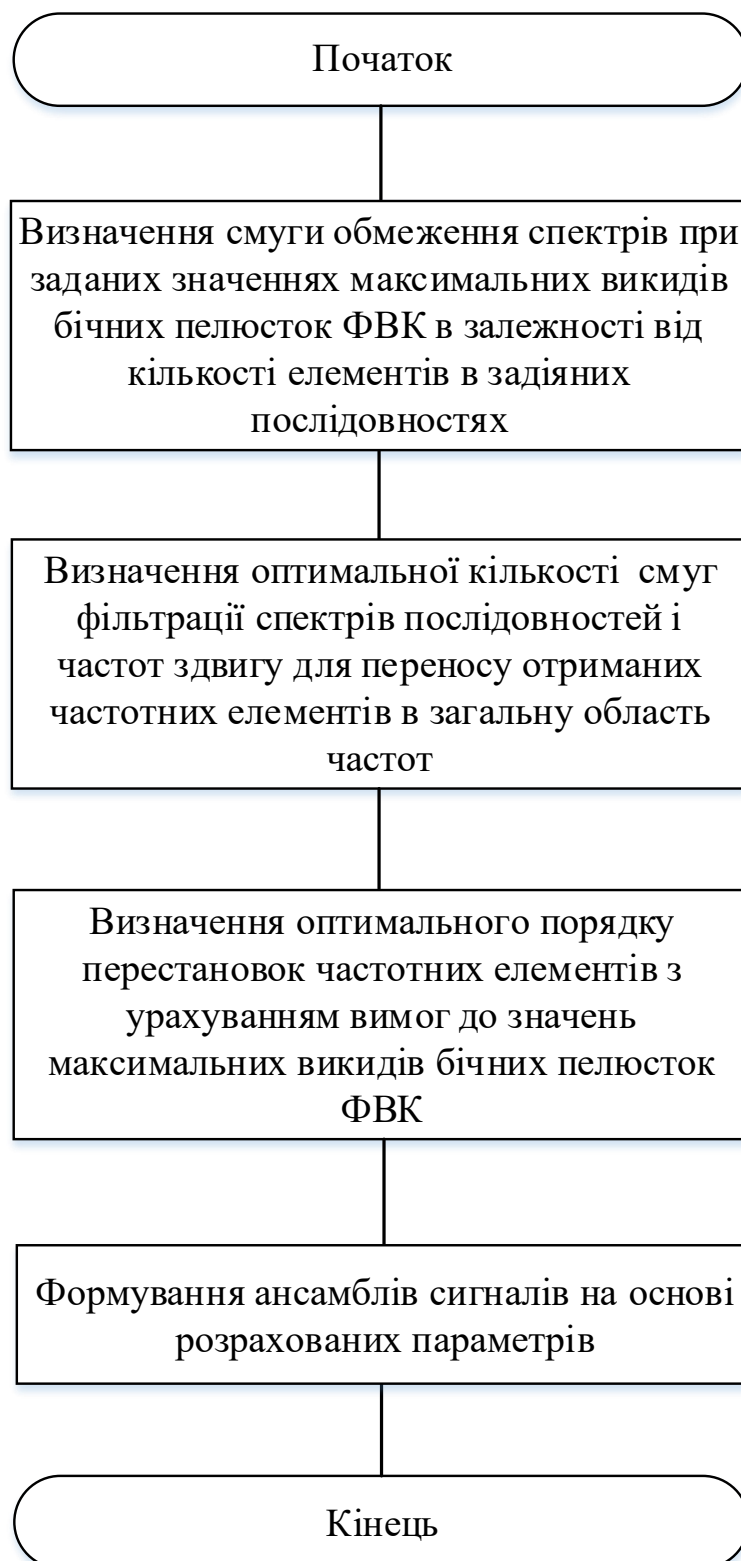


Рис. 4.1. Алгоритм вибору параметрів сигналів

Реалізація алгоритму вибору параметрів сигналів складається з наступних кроків:

1. Визначають смугу обмеження спектрів при заданих значеннях максимальних викидів бічних пелюсток ФВК в залежності від кількості елементів у задіяних послідовностях.

2. Визначають оптимальну кількість смуг фільтрації спектрів послідовностей і частот зсуву для перенесення отриманих частотних елементів у загальну область частот.

3. Визначають оптимальний порядок перестановок частотних елементів з урахуванням вимог до значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК.

4. Формують ансамблі сигналів на основі розрахованих параметрів.

Для прикладу досліджувалися послідовності у кількості 50, які сформовані у відповідності до алгоритму 2.4. Оптимальна ширина смуги фільтрації визначається на основі аналізу залежності значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК від кількості елементів у задіяних послідовностях і ширини смуги обмеження спектрів $R_{\max}(\sqrt{n_i n_j}, \Delta F)$ при обмеженні – $R_{\max \text{ пор}}(\sqrt{n_i n_j}, \Delta F)$. Залежність отримана на основі розробленого програмного продукту (додаток Б) представлена на рис. 4.2.

З рисунку видно, що для виконання вимоги $R_{\max \text{ пор}}(\sqrt{n_i n_j}, \Delta F) = 0,2$, оптимальну ширину смуги фільтрації потрібно обирати рівною $\Delta F = 0,2 \%$ загальної смуги обмеження спектрів послідовностей, при заданих значеннях $\sqrt{n_i n_j}$.

Завдання вибору типу кодової послідовності для когнітивних телекомунікаційних систем на основі множинного доступу залежить від типу каналу: прямий (базова станція (БС) – мобільна станція (МС)) або зворотний (МС-БС). Для прямого каналу потрібно підтримувати тактову і кадрову синхронізацію адресних послідовностей робочих каналів БС, наприклад при формуванні одного групового сигналу в тракті передачі БС. Таким чином сигнали від БС, які виділяються на приймачу МС, надходять без взаємних часових зсувів, так як проходять однакову відстань.

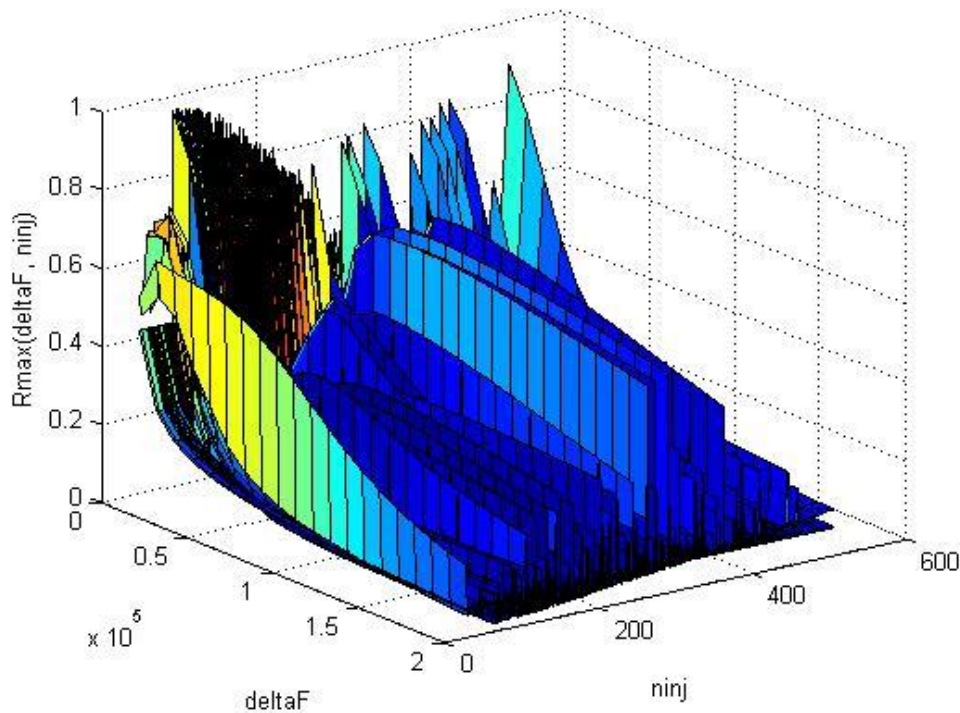


Рис. 4.2. Визначення оптимальної смуги фільтрації спектрів послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями

Для зменшення міжканальних завад в прямому каналі зв'язку в якості адресних послідовностей доцільно застосовувати ансамблі ортогональних сигналів. Таким чином на приймальній стороні корелятор відреагує тільки на одну послідовність, яка буде співпадати з еталонною моделлю, що зберігається в приймачу, а відгук на всі інші сигнали у ідеальному випадку повинен бути нульовим.

В зворотному каналі в адресних послідовностях робочих каналів МС часові зсуви відбуваються довільно, таким чином МС працює в асинхронному режимі. За таких умов в зворотному каналі необхідно застосовувати ансамбль з гарними кореляційними характеристиками, які можна виразити як:

$$R_{\text{пвх}} = \max\{R_{\text{пвх ФВК}}, R_{\text{пвх ФАК}}\} = \min, \quad (4.1)$$

де $R_{\max\text{ФВК}}$ – максимальний рівень викидів бічних пелюсток ФВК;

$R_{\max\text{ФАК}}$ – максимальний рівень викидів бічних пелюсток ФАК.

Прикладом ансамбля послідовностей, які можна застосовувати для зворотного каналу являються послідовності Голда, для яких $R_{\max} = \sqrt{2/N}$, або М-послідовності, які отримали більш широке застосування завдяки можливості отримання малих рівнів бічних пелюсток ФАК при достатній величині основної пелюстки сигналу.

Використання сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками з кількістю імпульсів $n \gg 1$ дає можливість отримати необхідні рівні значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК і значно збільшити об'єм ансамблів сигналів (на 16-26 %) відносно об'ємів ансамблів сигналів на основі відомих послідовностей.

Таким чином застосування запропонованого способу розрахунків параметрів сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками дає можливість формувати ансамблі збільшеного об'єму з заданим рівнем максимальних викидів бічних пелюсток ФВК з метою застосування в когнітивних телекомунікаційних системах, які використовують технологію множинного доступу і схильні до впливу завад множинного доступу.

4.2 Порівняльна характеристика взаємкореляційних властивостей відомих сигналів з розробленими сигналами

Ансамблі сигналів на основі відомих послідовностей мають ряд суттєвих недоліків, які обумовлені особливостями формування послідовностей, серед яких можна виділити малий об'єм ансамблів, що формуються, складні алгоритми формування послідовностей, різка зміна взаємкореляційних властивостей з ростом об'єму ансамбля і як наслідок вразливість до завад множинного доступу.

У результаті програмної реалізації розроблених алгоритмів виконано порівняння взаємкореляційних властивостей нелінійних послідовностей, М-послідовностей, багатофазних сигналів та розроблених сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями. Результати розрахунків значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК різних послідовностей на основі розроблених програмних продуктів (додаток А, Б) і представлені в таблиці 4.1. Порівняльна характеристика представлена на рис. 4.3.

Таблиця 4.1.

Розраховані значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК різних послідовностей

N (кількість символів у послідовностях)	Значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК					
	Нелінійні послідовності	М-послідовності	Багатофазні сигнали	Послідовності з низькою взаємодією в часовій області	Сигнали отримані шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду	Сигнали, на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отримані шляхом смугової фільтрації з перестановками
		$(1.9...6)/\sqrt{N}$	$(1...3)/\sqrt{N}$	$1/\sqrt{n_i n_j}$	$(1...3)\sqrt{B}$	$(1...5)\sqrt{B}$
40	0.092	0.341	0.058	0.0321	0.0729	0.256
100	0.0797	0.2354	0.041	0.0114	0.0507	0.182
256	0.0626	0.1186	0.0207	0.004	0.0221	0.11
512	0.0612	0.0863	0.0123	0.0031	0.019	0.079

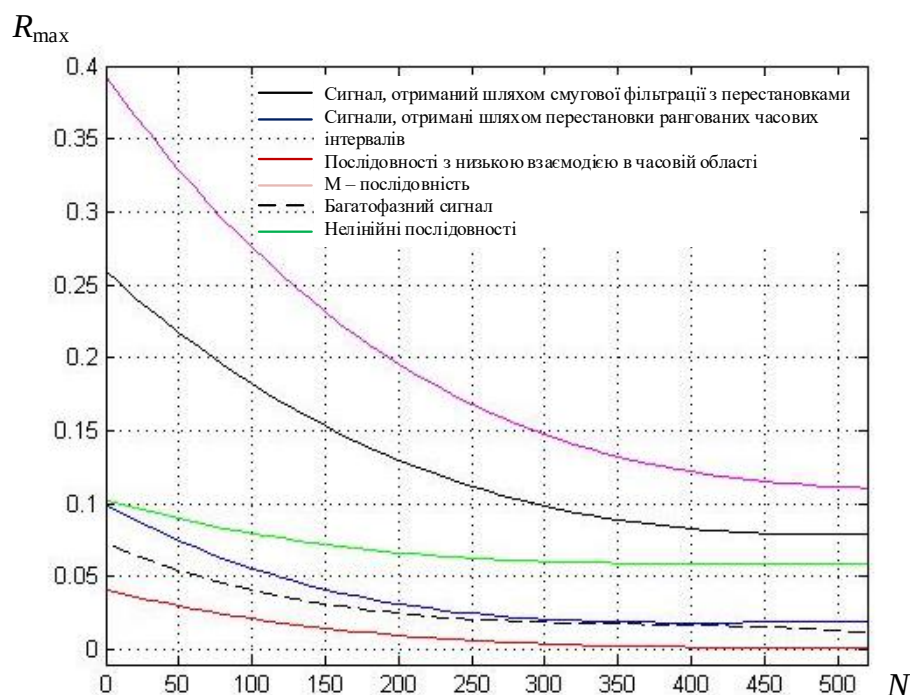


Рис. 4.3. Порівняльна характеристика значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів на основі різних послідовностей

У результаті проведеного дослідження при оцінці рівнів максимальних викидів бічних пелюсток ФВК виявлено, що сформовані сигнали, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками мають гірші взаємкореляційні властивості, відносно сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду через те, що тривалість імпульсів збільшується пропорційно зменшенню смуги частот сигналу, але їхнє значення задовольняє умову мінімальної подоби і такі сигнали можуть застосовуватися в когнітивних телекомунікаційних системах.

4.3 Порівняння об'ємів відомих сигналів з розробленими сигналами

Серед відомих послідовностей, які застосовуються для формування ансамблів складних сигналів, широке застосування знайшли М-послідовності за рахунок простоти реалізації. Період таких послідовностей визначається як $2^k - 1$. Кількість різних М-послідовностей для заданих значень k показує, що об'єм

ансамблів недостатній для сучасних когнітивних систем з великою кількістю абонентів. Для збільшення об'єму ансамблів застосовують сумування кількох М-последовностей. До такого типу належать последовності Голда, які формують із застосуванням реєстрів зсуву однакової довжини [7, 10, 47]. Об'єм последовностей Голда на кілька порядків вище за вихідні М-последовності і визначається як N^{r-1} , де r – число вихідних М-последовностей.

На основі М-последовностей відомі і інші последовності, наприклад последовності Касамі [10, 44], які формуються з трьох вихідних М - последовностей різної тривалості, їхній об'єм визначається як $N\sqrt{N}$.

Основною проблемою сигналів, які формуються на основі М-последовностей є обмежений діапазон довжин вихідних М-последовностей, що звужує їхню можливість застосування.

Більший набір довжин мають последовності Лежандра [10, 43], які відрізняються оптимальними кореляційними властивостями серед бінарних последовностей непарної довжин. Застосування таких кодових последовностей суттєво збільшує вихідну базу формування підмножини псевдовипадкових последовностей з задовільними рівнями взаємної кореляції.

Також відомі ортогональні та квазіортогональні последовності, які застосовуються для формування складних фазоманіпульованих сигналів, наприклад ортогональні последовності Уолша, Хаара та Радемахера [45, 46]. Такі последовності знаходять обмежене застосування через обмежений об'єм ансамблів, а також неузгодженості в часі та за частотою, що є причиною великих викидів бічних пелюсток ФВК.

В роботах [30, 31, 38] розроблені методи формування великих ансамблів сигналів на основі нелінійних рекурентних последовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями. Об'єм ансамблів сигналів, отриманих за рахунок смугової фільтрації спектрів последовностей у різних частотних областях з наступним перенесенням в загальну смугу частот і перестановками частотних елементів залежить від кількості смуг фільтрації последовностей.

У відповідності із [7] середнє значення об'єму великої системи сигналів $L_{сер}$, при якому об'єм значно більший за базу сигналу визначається як:

$$L_{сер} = C(\alpha) \frac{n^{\alpha-1}}{[\ln(an)]^{3/2}}, \quad (4.2)$$

де $C(\alpha) = 3\pi^{1/2} a^{-\alpha} 2^{-2} \alpha^{3/2}$;

n – кількість імпульсів у псевдовипадкових послідовностях;

$a \approx 1.6$, виходячи з [7].

Використовуючи параметри послідовностей, які описані в розділі 3.2 та результати, отримані в [30] ширина смуги фільтрації рівна 0,2 % загальної ширини основної пелюстки спектра послідовності з покращеними взаємкореляційними властивостями. При цьому фільтрація відбувається в різних смугах частот з наступним переносом частотних елементів у загальну область частот і перестановками, які описані в розділі 3.1. Кількість послідовностей, які можна отримати з однієї вихідної послідовності $N = 50$. Такі послідовності задовольняють вимогу мінімальної подоби.

При застосуванні послідовностей для формування сигналів за методом, описаним в розділі 3.2 можна підрахувати об'єм ансамбля сигналів за допомогою виразу (3.10). Для послідовностей з кількістю імпульсів $n = 40 \dots 9000$, $\alpha=3$, $k=1000$ було розраховано об'єм ансамбля сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками і середнє значення об'єму великої системи сигналів. Так як послідовності мають різну кількість імпульсів, то дослідження залежності об'єму ансамбля таких сигналів виконувалося при зміні середньоквадратичного значення кількості імпульсів у послідовностях [7, 8, 30, 31, 38]. В таблиці 4.3 представлені результати розрахунків об'єму сигналів, які досліджувались. Розрахунки проводились на основі розроблених програмних

продуктів, які представлені в додатках А та Б. Отримані результати подано на рис. 4.4.

Таблиця 4.2.

Об'єм ансамблів послідовностей, які досліджувались

n	40	100	256	1032	2088	9000
$L_{нел}$	3.8×10^3	8×10^3	1.3×10^8	1.5×10^8	5.4×10^8	8×10^9
$L_{нв}$	1.9×10^9	4.0×10^9	7.5×10^{12}	6.5×10^{13}	2.7×10^{14}	4.0×10^{15}
$L_{чп}$	1.8×10^{16}	3.9×10^{16}	7.3×10^{19}	6.4×10^{20}	2.6×10^{21}	3.9×10^{22}
$L_{чфп}$	1.8×10^{23}	3.8×10^{23}	7.2×10^{26}	6.3×10^{27}	2.6×10^{28}	3.8×10^{29}

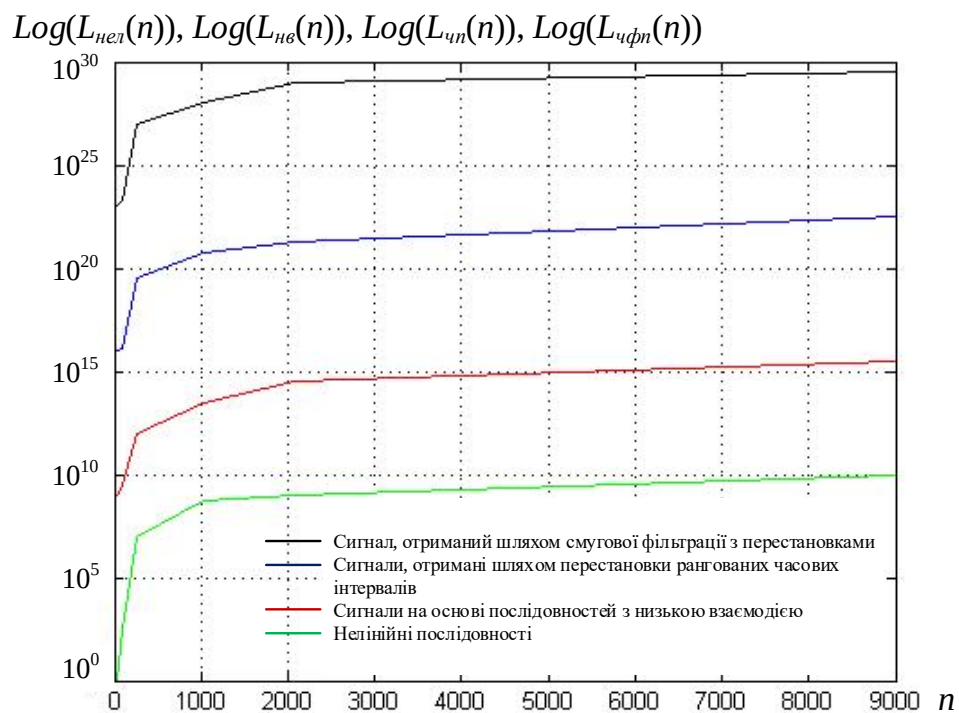


Рис. 4.4. Залежність об'єму ансамблів сигналів при зміні кількості імпульсів у послідовностях

З отриманих результатів можна зробити висновок, що із збільшенням кількості смуг фільтрації, при обраній кількості імпульсів у послідовностях, об'єм ансамбля таких сигналів збільшується.

Розроблені сигнали, на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками доцільно застосовувати при довільній кількості абонентів. При цьому полюсу фільтрації потрібно обирати в діапазоні від 0,1 до 2 % загальної ширини основної пелюстки спектра послідовності для практичного застосування в когнітивних телекомунікаційних системах.

4.4 Висновки за розділом 4

1. Запропоновано спосіб вибору параметрів сигналів, який дозволяє підібрати оптимальні значення для вихідних послідовностей, на основі яких формують ансамблі сигналів збільшеного об'єму з заданими рівнями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК з метою застосування в когнітивних телекомунікаційних системах, які використовують технологію множинного доступу і схильні до впливу ЗМД.

2. Проведено порівняльну характеристику взаємокореляційних властивостей сигналів, у результаті якої видно, що сформовані ансамблі сигналів, за методом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, мають кращі взаємокореляційні властивості ніж ансамблі на основі відомих сигналів. При цьому рівень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК розроблених сигналів на 7-12% менше показників відомих сигналів.

При оцінці рівнів максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сформованих сигналів, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками, виявлено, що вони мають гірші взаємокореляційні властивості ніж у сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, за рахунок збільшення тривалості

імпульсів пропорційно зменшенню смуги частот сигналу, але їхнє значення задовольняє умову мінімальної подоби і такі сигнали можуть застосовуватися в когнітивних телекомунікаційних системах.

3. Проведено порівняльну характеристику ансамблевих властивостей сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками з відомими сигналами. Отримані результати показують, що сформовані ансамблі сигналів мають більший об'єм (на 16-26 %) у порівнянні з ансамблями на основі відомих сигналів. Розроблені сигнали, доцільно застосовувати при довільній кількості абонентів. При цьому полюсу фільтрації потрібно обирати в діапазоні від 0,1 до 2 % загальної ширини основної пелюстки спектра послідовностей для практичного застосування в когнітивних телекомунікаційних системах.

ВИСНОВКИ

Сукупність отриманих у дисертаційній роботі результатів вирішує актуальне науково-прикладне завдання, яке полягає у розробленні методів формування ансамблів складних сигналів для когнітивних телекомунікаційних систем, які дозволяють збільшити об'єм ансамблів при забезпеченні низького рівня ЗМД.

Зокрема у дисертаційній роботі отримані наступні наукові та практичні результати:

1. Проведений аналіз шляхів збільшення об'єму ансамблів складних сигналів для КТС показує, що відомі кодові послідовності і сигнали на їхній основі мають задовільні взаємкореляційні властивості в точці, але при їхньому випадковому тимчасовому зсуві один відносно одного рівень максимальних викидів бічних пелюсток взаємкореляційних функцій зростає більш ніж в $2 \div 5$ разів, що призводить до збільшення рівня ЗМД. Виявлено, що взаємкореляційні властивості сигналів однієї системи являються основним фактором, який впливає на величину ЗМД в КТС. Відомі методи боротьби з ЗМД не забезпечують зниження їхнього рівня до прийнятного значення при випадковому тимчасовому зсуві. Доведено, що оптимальним є використання ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями. Обґрунтована доцільність розробки методів збільшення об'єму ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з низькою взаємодією у часовій та частотній областях.

2. Вперше розроблено метод перестановок частотних елементів сигналів шляхом повного перебору, який дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів в m раз, де m -число перестановок частотних елементів. В цьому методі використовується порівняння значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів, утворених при частотній фільтрації різних вихідних послідовностей у різних смугах частот з подальшою перевіркою відповідності умові мінімальної подоби сигналів. Завдяки цьому забезпечується формування

оптимального масиву значень сигналів. Перестановка елементів відбувається шляхом повного перебору. За рахунок використання центрованого ряду досягається рівномірний розподіл значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигналів, що приводить до зменшення ЗМД і збільшення об'єму ансамбля. Утворені сигнали мають низький рівень взаємної кореляції за рахунок перестановки частотних елементів шляхом повного перебору з різних вихідних послідовностей, в різних смугах частот і зміни ширини смуг фільтрації.

3. Удосконалено метод формування ансамблів складних сигналів в часовій області, який відрізняється від уже відомих розбиттям послідовностей на часові інтервали з подальшими перестановками на основі центрованого ряду. Сформовані за таким методом сигнали мають низький рівень ЗМД, який визначається значеннями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК. Проведені дослідження взаємкореляційних властивостей сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду показують, що вони задовольняють умову мінімальної подоби і мають кращі, відносно до відомих сигналів, взаємкореляційні властивості.

4. Отримав подальшого розвитку метод формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, в частотній області, який відрізняється від уже відомих застосуванням смугової фільтрації до псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією в часовій області з наступним перенесенням в спільну область частот з подальшими перестановками, який дозволяє формувати ансамблі складних сигналів з необхідними рівнями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК. Оптимальне значення смуги фільтрації дорівнює 0,2 % загальної смуги частот вихідних послідовностей. Виявлено, що ансамблі складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками мають гірші взаємкореляційні властивості, ніж сигнали, отримані шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, через те, що тривалість імпульсів збільшується пропорційно

зменшенню смуги частот сигналу, але їхнє значення задовольняє умову мінімальної подоби і такі сигнали можуть застосовуватися в КТС. Оцінювання ансамблевих властивостей сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками показує можливість формування ансамблів сигналів значно більшого об'єму, відносно ансамблів вихідних послідовностей.

5. На основі запропонованих методів формування ансамблів складних сигналів у часовій та частотній областях розроблено відповідні алгоритми, що лежать в основі реалізованих програмних продуктів на основі середовища моделювання Matlab.

6. Запропоновано спосіб вибору параметрів сигналів, який дозволяє підібрати оптимальні значення для вихідних послідовностей, на основі яких формують ансамблі сигналів збільшеного об'єму з заданими рівнями максимальних викидів бічних пелюсток ФВК з метою застосування в КТС, які використовують технологію множинного доступу і схильні до впливу ЗМД. Проведено порівняльну характеристику взаємокореляційних властивостей сигналів, у результаті якої виявлено, що сформовані ансамблі сигналів, за методом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду, мають кращі взаємокореляційні властивості ніж ансамблі на основі відомих сигналів. При цьому рівень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК розроблених сигналів на 7-12 % менше показників відомих сигналів. Проведено порівняльну характеристику ансамблевих властивостей сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками з відовими сигналами. Отримані результати показують, що сформовані ансамблі сигналів мають більший об'єм (на 16-26 %) у порівнянні з ансамблями на основі відомих сигналів. Розроблені сигнали, доцільно застосовувати при довільній кількості абонентів. При цьому полосу фільтрації потрібно обирати в діапазоні від 0,1 до 2 % загальної ширини основної пелюстки спектра послідовностей для практичного застосування в когнітивних телекомунікаційних системах.

Для підтвердження достовірності отриманих теоретичних результатів застосовувались методи імітаційного моделювання. Аналіз результатів експериментальних досліджень проводився з використанням методів математичної статистики, програмні продукти побудовані на основі середовища Matlab.

Вибір методів досліджень забезпечив достовірність отриманих результатів і висновків, що підтверджується збіжністю результатів, отриманих за допомогою розроблених програмних продуктів з теоретичними і практичними результатами, відображеними в публікаціях, і обумовлений відповідністю протиріч положенням теорії обробки сигналів.

Результати дисертаційної роботи можуть бути використані для підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу як існуючих, так і перспективних когнітивних телекомунікаційних мереж на основі систем з кодовим розділенням каналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Gupta S., Malagar V. IEEE 802.22 Standard for Regional Area Networks. International Conference on Next Generation Computing and Information Systems. Conference. 2017. DOI: 10.1109/ICNGCIS.2017.20
2. Маковеев Д. В. Стандарт IEEE 802.22. Технологии. Применение. Перспективы [Электронный ресурс]. URL: <http://asp24.com.ua/blog/standart-ieee-802-22-tehnologii-primenenie-perspektivy> (останняя дата звернення: 04.12.2020).
3. Stevenson C. R., Chouinard G., Zhongding Lei, Wendong Hu, Shellhammer S. J., Caldwell W. IEEE 802.22: The First Cognitive Radio Wireless Regional Area Network Standard. IEEE Communications Magazine. 2009. Vol. 47. P. 130 – 138.
4. Arslan. H., Arslan Y. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems. 2007. Springer. 2007. P. 327. ISBN 978-1-4020-5541-6.
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Москва: Издательский дом «Вильямс». 2003. 1104 с.
6. Ipatov V. P. Spread spectrum and CDMA: Principles and applications. Chichester: John Wiley & Sons. 2005. 385 p. DOI10.10020470091800.
7. Varakin L. E. Communication systems with noise-like signals. Moscow: Radio and communication. 1985. 384 p.
8. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. М.: Сов. Радио. 1978. 304 с.
9. Тузов Г. И., Сивов В. А., Прытков С. И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: «Радио и связь». 1985. 264 с.
10. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи. М.: Радио и связь. 2003. 640 с.
11. Семенихин В. С., Пышкин И. М. Сухопутная подвижная радиосвязь. Кн. 1. Основы теории. М.: Радио и связь. 1990. 432с.
12. Пышкин И. М. Теория кодового разделения сигналов. М.: Связь. 1980. 208 с.
13. Пестряков В. Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. М.: Сов радио. 1969. 424 с.

14. Алексеев А. И., Шереметьев А. Г., Тузов Г. И., Глазов Б. И. Теория и применение псевдослучайных сигналов. М.: Наука. 1969. 365 с.
15. Оганов Т. А. Помехоустойчивость инвариантного приема импульсных сигналов. М: Радио и связь. 1984. 176 с.
16. Пестряков В. Б. Шумоподобные сигналы. М.: Сов. Радио. 1973. 424 с.
17. Indyk S., Lysechko V. The study of ensemble properties of complex signals obtained by time interval permutation. *Advanced Information Systems*. 2020. Volume. 4, № 3. P. 85-88. DOI: 10.20998/2522- 9052.2020.3.11.
18. Indyk S., Lysechko V. Method of permutation of intervals, taking into account correlation properties of segments. *Control, navigation and communication system*. 2020. Issue 3 (61). P. 128-130. DOI:10.26906/SUNZ.2020.3.
19. Qiu R. C., Hu Zh., Li H., Wicks M. C. *Cognitive radio communications and networking*. Chichester: John Wiley & Sons, 2012. 514 p. DOI:10.1002/9781118376270.
20. Setoodeh P. Haykin S. *Fundamentals of cognitive radio*. Hoboken: John Wiley & Sons. 2017. 207 p. DOI:10.1002/9781119405818.
21. Arslan H. *Cognitive radio, software defined radio and adaptive wireless systems*. Dordrecht: Springer. 2007. 453p. DOI:10.1007/9781402055423.
22. Лысечко В. П. Метод формирования ансамблей сложных сигналов на основе последовательностей с минимальным энергетическим взаимодействием. *Системи озброєння і військова техніка*. Х.: ХУПС. 2005. Вип. № 1 (1). С. 65-68.
23. Степаненко Ю. Г. Метод формування ансамблів складних сигналів шляхом перестановки часових інтервалів. *Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць*. К.: Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління. 2010. Вип. 4 (16). С.183-186.
24. Степаненко Ю. Г., Жученко С. С., Чигрин Д. С. Метод перестановки часових інтервалів шляхом поетапного перебору. *Системи озброєння і військова техніка: науковий журнал*. Х.: ХУПС. 2012. Вип. 3(31). С. 235-238.
25. Дьяконов В. *MATLAB 6: учебный курс*. СПб.: Питер. 2001. 592 с.

26. Максимов М. В. Защита от радиопомех. М.: Советское радио. 1999. 496 с.
27. Степаненко Ю. Г., Лисечко В. П., Трубочанінова К. А. Кореляційні та енергетичні властивості ансамблів складних сигналів. Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць. К.: Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління. 2009. Вип. 2 (10). С.166-169.
28. Харченко В. Н., Яковлев М. Ю., Лисечко В. П. Анализ свойств сложных сигналов. Системи обробки інформації. Харків: ХВУ. 2004. Вип. 9(37). С.190-195.
29. Северинов А. В., Лисечко В. П., Жученко А. С. Анализ ансамблевых свойств сложных сигналов. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба. 2006. Вип. 5 (54). С.105-108.
30. Indyk S. V., Lysechko V. P., Zhuchenko O. S., Kitov V. S. The formation method of complex signals ensembles by frequency filtration of pseudo-random sequences with low interaction in the time domain. Radio Electronics, Computer Science, Control. 2020. Issue 4 (55). P. 7 – 15. DOI 10.15588/1607-3274-2020-4-1.
31. Індик С. В., Лисечко В. П. Дослідження ансамблевих властивостей складних сигналів, отриманих за рахунок частотної фільтрації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією в часовій області. Збірник наукових праць. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба. 2020. Вип. 4 (66). С.46-50. DOI: 10.30748/zhups.2020.66.06
32. Palicot J. Favenne P.-N. Radio engineering: from software to cognitive radio. Hoboken: John Wiley & Sons. 2011. 378 p. DOI:10.1002/9781118602218.
33. Iacobucci M. S. Reconfigurable radio systems: network architectures and standards. Chichester: John Wiley & Sons. 2013. 275 p. DOI:10.1002/9781118398401.
34. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. R. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. New York : Wiley & Sons. 2007. 771 p. DOI:10.1002/9781119292371.

35. Ghasemi A., Sousa S. E. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges, and design trade-off. *IEEE Communications Magazine*. 2008. Volume 46. p. 32–39.
36. Батищев Д.И. Методы оптимального проектирования.: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь. 1984. 248 с.
37. Степаненко Ю.Г., Лисечко В. П., Приходько С. І. Метод визначення періоду проходження коротких відеоімпульсів в кодових послідовностях на основі апроксимації функції Хевісайда. Системи озброєння і військова техніка. Х.: ХУПС. 2009. Вип. 4(20). С. 170-173.
38. Indyk S. V., Lysechko V. P. The formation method of complex signals ensembles with increased volume based on the use of frequency bands. *Control, navigation and communication system*. 2020. Issue 4 (62). P. 119-121.
39. Гришенцев А.Ю. Цифровые системы широкополосной связи. Часть 1. Введение в пространства и методы преобразования сигналов. СПб: Университет ИТМО. 2019. 72 с.
40. Sloane N. J. A., Plouffe S. *The Encyclopedia of Integer Sequences*, Academic Press. San Diego. 1995. 587 p. ISBN 0-12-558630-2.
41. Pandit Sh., Singh G. *Spectrum sharing in cognitive radio networks*. Solan: Springer. 2017. 426 p. DOI:10.1007/9783319531472.
42. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. – М.: Высшая школа, 2000. 480с.
43. Цимринг Ш. Е. Специальные функции и определенные интегралы. Алгоритмы. Программы для микрокалькуляторов. Справочник. М.: Радио и связь. 1988. 272 с.
44. Касами Т., Токура Н., Ивадари Е., Инагаки Я. Теория кодирования. М.: Мир. 1978. 576 с.
45. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир. 1976. 578 с.
46. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь. 1987. 392 с.

47. Алексич Г. Проблемы сходимости ортогональных рядов. М.: Иностранная литература. 1963. 359 с.
48. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер. 2002. 608 с:
49. Давыдов А.В. Сигналы и линейные системы: Тематические лекции. Екатеринбург: УГГУ. ИГиГ. Фонд электронных документов. 2006.
50. Харкевич А. А. Борьба с помехами. М.: Наука. 1965. 275 с.
51. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г., Арустамов С.А. Цифровые системы широкополосной связи. Часть 2. Оконные и вейвлет-функции и преобразования: Учебное пособие. Санкт-Петербург: Университет ИТМО. 2019. 42 с.
52. Корічнєв Л. П., Корольов В. Д. Статистичний контроль каналів зв'язку. М.: Радіо і зв'язок, 1989. 249 с.
53. Индик С. В. Аналіз адаптивних алгоритмів стану дискретного каналу за результатами аналізу якості приймання блока даних. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків: УкрДАЗТ. Вип. 98. 2008. С. 32–37.
54. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. М.: Советское радио. 1970. 373 с.
55. Ипатов В. П., Орлов В. И., Самойлов И. М., Смирнов В. Н. Системы мобильной связи. М.: Горячая линия-Телеком. 2003. 272с.
56. Д. В. Агеев. Основы теории линейной селекции. Научно-технический сборник. ЛЭИС. 1935. №10.
57. Ranganathan R., Qiu R., Hu Z. Radio for Smart Grid: Theory, Algorithms, and Security. 2011. С. 14.
58. 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.
59. Звіт MCE-R SM.2405-0. 2017. <http://www.itu.int/pub/R-REP/en>.

60. 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.
61. Кук Ч. Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское радио. 1971. 568 с.
62. Hartley. R. V. L. Transmission of Information. Bell System Technical Journal. 1928. p. 535-563.
63. Харкевич А. А. Основы радиотехники. Москва: Физматлит. 2007. 512 с.
64. Yang C., Shao H.-R. Wifi-based indoor positioning. IEEE Communications Magazine. 2015. Vol. 53(3). P. 90–105.
65. Mitola J. III, Maguire G. Q. Jr. Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal. IEEE Personal Communication. 1999. Vol. 6(4). P. 13-18.
66. Тихвинский В. О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура. М: Эко-Трендз. 2010. 284 с.
67. Скрынников В.Г., Радиоподсистемы UMTS/LTE. Теория и практика. М.: Спорт и Культура-2000. 2012. 864 с.
68. Shafie A. E., Sultan A. Optimal random access for a cognitive radio terminal. 2013. IEEE Communications Letters. Vol. 17(6). P. 90–95.
69. Wyglinski A. M., Nekovee M., Hou Y. T. Cognitive Radio Communications and Networks: Principles and Practice. 2009. P. 43–45.
70. Parker M. Digital Signal Processing 101. Everything You Need to Know to Get Started. Newnes. 2017. 432 p.
71. Wilson S.-K., Wilson S., Biglieri E. Academic Press Library in Mobile and Wireless Communications. Transmission Techniques for Digital Communications. Academic Press. 2016. 750 p.
72. Esmailzadeh R. Broadband Telecommunications Technologies and Management. Carnegie Mellon University. Adelaide. Willey. 2016. 359 p. DOI:10.1002/9781119114956.

73. Cajetan M. Akujuobi, Matthew N. O. Sadiku. Introduction to Broadband Communication Systems. New York. Chapman and Hall/CRC. 2013. 456 p. DOI: 10.1201/b15844.
74. Кузнецов В. С. Теория многоканальных широкополосных систем связи. М.: Горячая линия-Телеком. 2013. 200 с. ISBN 978-5-9912-0281-7.
75. Вишневский В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера. 2005. 592 с.
76. Мазурков М. И. Системы широкополосной радиосвязи. Одесса: Наука и техника. 2009. 344 с.
77. Лёзин Ю. С. Введение в теорию радиотехнических систем. – М.: Радио и связь, 1985, -384с.
78. Сакалема, Д. Ж. Подвижная радиосвязь. М.: Горячая линия-Телеком. 2012. 512 с.
79. Бабков В. Ю., Никитин А. Н., Осенний К. Н., Сивере М. А. Системы связи с кодовым разделением каналов. СПб: ТРМАДА, 2003-239 с.
80. Маковеева М. М., Шинаков Ю. С. Системы связи с подвижными объектами. М.: Радио и связь. 2002. 440 с.
81. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи. М.: Горячая линия-Телеком. 2006. 536 с.
82. Макаренко С. И., Иванов М. С., Попов С. А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Монография. СПб.: Свое издательство. 2013. 166 с.
83. Аболиц А. И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность. М.: ИТИС. 2004. 426 с.
84. Ефанов В. И., Тихомиров А. А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Учебное пособие. Томск: ТУСУР. 2012. 228 с. ISBN 5-86889-188-0.
85. Ключев Л. Л. Теория электрической связи. Минск: Техноперспектива. 2008. 424 с. ISBN 978-985-6591-58-0.

86. Кузнецов М. А., Рыжков А. Е. Современные технологии и стандарты подвижной связи. СПб.: Линк, 2008. - 128 с. - ISBN 5-98595-006-9.
87. Зюко А. Г., Фалько А. И., Панфилов И. П., Банкет Л. В., Иващенко П. В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М.: Радио и связь. 1985. 272 с.
88. Ільченко М. Ю., Кравчук С. О. Телекомунікаційні системи широкосмугового радіодоступу. К.: Наукова думка. 2009. 312 с.
89. Петрович Н. Т., Размахнин М. К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969. 233 с.
90. Голованов В.В., Яковлев А.О. Проектирование аналоговых и цифровых фильтров. М.: МАИ. 1993. 56 с.
91. Тронин Ю. В., Гурский О. В. Синтез фильтров. Учебное пособие. Москва. МАИ. 1990. 76 с.
92. Дьяконов В. MATLAB 6: учебный курс. СПб.: Питер, 2001. 592 с.
93. Лазарев Ю. Моделирование процессов и систем в MATLAB. Учебный курс. СПб.: Питер; Киев: BHV. 2005. 512 с.
94. Sesia S. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice. 2nd edition. Wiley. 2011. 792 p.
95. Cox C. An Introduction to LTE: LTE, LTE-advanced, SAE and 4G Mobile Communications. John Wiley & Sons Ltd. 2012. 337 p.
96. Rahnema M., Dryjanski M. From LTE to LTE-Advanced Pro and 5G. Boston; London: Artech House. 2017. 372 p. ISBN-10 1630814539.
97. Рыжков А. Е., Сиверс М. А., Воробьев В. О., Гусаров А. С., Слышков А. С., Шуньков А. В. Системы и сети радиодоступа 4G: LTE, WiMAX. Учебник. Санкт-Петербург: Линк. 2012. 226 с.
98. Ziemer R. E., Peterson R. W., Borth D. E. Introduction to Spread-Spectrum Communications. Pearson. 1995. 695 p.
99. Berg O., Berg T., Haavik S., Hjelmstad J., Skaug R. Spread Spectrum in Mobile Communication. The Institution of Electrical Engineers. 1998. 478 p.

100. Torrieri Don. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems. 4th Edition. Springer International Publishing AG. 2018. 733 p.
101. Харченко В. М., Лаврут О. О. Енергетичний розрахунок супутникових радіоліній: Навчальний посібник. Х.: ХВУ. 2000. 47 с.
102. Fette B. Cognitive Radio Technology. Academic Press. 2009. 828 p.
103. Tawk Y., Constantine J., Christodoulou C. G. Antenna Design for Cognitive Radio. Boston: Artech House. 2016. 289 p.
104. Jayaweera S. K. Signal Processing for Cognitive Radios. John Wiley. 2015. 802 p.
105. Громаков Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. 5-е изд., испр. М.: Эко-Трендз. 1998. 240 с.
106. Бузов А. Л., Казанский Л. С., Романов В. А., Сподобаев Ю. М. Антенно-фидерные устройства систем сухопутной подвижной радиосвязи. Москва: Радио и связь. 1997. 150 с.
107. Солодовник В. Ф., Воробьев А. В. Системы подвижной радиосвязи. Учеб. пособие. Харьков: НАУ. 2014. 142 с.
108. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и Техника. 2005. 400 с.
109. Берлин А. Н. Цифровые сотовые системы связи. М.: Эко-Трендз. 2007. 296 с.
110. Давенпорт В. Б., Рут В. Л. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. М.: Издательство иностранной литературы. 1960. 467 с.
111. Шахтарин Б. И. Случайные процессы в радиотехнике. Цикл лекций. М.: Радио и связь. 2000. 584 с.
112. Горелов Г. В., Фомин А. Ф., Волков А. А., Котов В. К. Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте. М.: Транспорт. 2001. 415 с.
113. Гадзиковский В. И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. М.: Радио и связь. 2004. 344 с.
114. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход. М.: Вильямс. 2004. 992 с.

Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі центрованого ряду

```
% задання режиму введення даних - короткий у форматі
числа e
format short e
% очищення командного вікна на початку виконаної програми
clc;
%очищення пам'яті програми на початку виконання програми
clear;
% введення кількості імпульсів пвп
n1 = 117; n2 = 121; n3 = 133; n4 = 145;
% задання області визначення функцій
t = 1e-8 :1e-8 : 0.0012008;
z = 1e-8 :1e-8 : 0.00240159;
% тривалість імпульса
Ti = 1e-8;
% значення амплітуди
A = 1;
% значення шпаруватості
Qmin = 1000;
%визначення періода слідування імпульсів в послідовностях
T1 = (Qmin*Ti*n4*(Qmin*n4-n1))/(n1*(Qmin*n4-n4));
T2 = (Qmin*Ti*n4*(Qmin*n4-n2))/(n2*(Qmin*n4-n4));
T3 = (Qmin*Ti*n4*(Qmin*n4-n3))/(n3*(Qmin*n4-n4));
T4 = (Qmin*Ti*n4*(Qmin*n4-n4))/(n4*(Qmin*n4-n4));
% задання масиву кількості імпульсів для визначення
значень максимальних викидів бокових пелюсток ФВК
x = [147 133 121 117];
% визначення кривої рівнянь максимальних викидів ФВК
rrrrr = 1./sort(sqrt(x.*x));
% задання коду пвп
r4 = [1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -
1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
```

```

r3 = [1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1];
r2 = [1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1
1 1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
r1 = [1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
% задання даних для формування послідовностей
(матлабівські функції)
d1 = [1:n1]'*T1;
d1(:,2) = r1';
d2 = [1:n2]'*T2;
d2(:,2) = r2';
d3 = [1:n3]'*T3;
d3(:,2) = r3';
d4 = [1:n4]'*T4;
d4(:,2) = r4';
% формування пвп
s1 = pulstran(t, d1, 'rectpuls', Ti);
s2 = pulstran(t, d2, 'rectpuls', Ti);
s3 = pulstran(t, d3, 'rectpuls', Ti);
s4 = pulstran(t, d4, 'rectpuls', Ti);
% нормування пвп по енергії
s1n = s1./ (sqrt(sum(s1.^2)));
s2n = s2./ (sqrt(sum(s2.^2)));
s3n = s3./ (sqrt(sum(s3.^2)));
s4n = s4./ (sqrt(sum(s4.^2)));
% обчислення ФВК отриманих пвп
rr12 = (xcorr(s1n, s2n));
rr13 = (xcorr(s1n, s3n));
rr14 = (xcorr(s1n, s4n));
rr23 = (xcorr(s2n, s3n));
rr24 = (xcorr(s2n, s4n));
rr34 = (xcorr(s3n, s4n));
% % % розбиття послідовностей на часові інтервали
%% розбиття першої ПВП

```

```

s11 = s1(1:length(s1)/4);
s12 = s1(1*length(s1)/4+1:2*length(s1)/4);
s13 = s1(2*length(s1)/4+1:3*length(s1)/4);
s14 = s1(3*length(s1)/4+1:4*length(s1)/4);
%% розбиття другої ПВП
s21 = s2(1:length(s1)/4);
s22 = s2(1*length(s1)/4+1:2*length(s1)/4);
s23 = s2(2*length(s1)/4+1:3*length(s1)/4);
s24 = s2(3*length(s1)/4+1:4*length(s1)/4);
%% розбиття третьої ПВП
s31 = s3(1:length(s1)/4);
s32 = s3(1*length(s1)/4+1:2*length(s1)/4);
s33 = s3(2*length(s1)/4+1:3*length(s1)/4);
s34 = s3(3*length(s1)/4+1:4*length(s1)/4);
%% розбиття четвертої ПВП
s41 = s4(1:length(s1)/4);
s42 = s4(1*length(s1)/4+1:2*length(s1)/4);
s43 = s4(2*length(s1)/4+1:3*length(s1)/4);
s44 = s4(3*length(s1)/4+1:4*length(s1)/4);
% %
% Обчислення ФВК інтервалів для побудови центрованого
ряду
% перші інтервали
r112max = max(xcorr(s11, s12));
r212max = max(xcorr(s21, s22));
r312max = max(xcorr(s31, s32));
r412max = max(xcorr(s41, s42));
R12mid = (r112max + r212max + r312max + r412max)/4;
% %
r113max = max(xcorr(s11, s13));
r213max = max(xcorr(s21, s23));
r313max = max(xcorr(s31, s33));
r413max = max(xcorr(s41, s43));
R13mid = (r113max + r213max + r313max + r413max)/4;
% %
r114max = max(xcorr(s11, s14));
r214max = max(xcorr(s21, s24));
r314max = max(xcorr(s31, s34));
r414max = max(xcorr(s41, s44));
R14mid = (r114max + r214max + r314max + r414max)/4;
% %
R1 = [R12mid R13mid R14mid];
% %
%другі інтервали
r123max = max(xcorr(s12, s13));

```



```

r223max = max(xcorr(s22, s23));
r323max = max(xcorr(s32, s33));
r423max = max(xcorr(s42, s43));
R23mid = (r123max + r223max + r323max + r423max)/4;
% %
r124max = max(xcorr(s12, s14));
r224max = max(xcorr(s22, s24));
r324max = max(xcorr(s32, s34));
r424max = max(xcorr(s42, s44));
R24mid = (r124max + r224max + r324max + r424max)/4;
% %
R2 = [R12mid R23mid R24mid];
% %
% треті інтервали
r134max = max(xcorr(s13, s14));
r234max = max(xcorr(s23, s24));
r334max = max(xcorr(s33, s34));
r434max = max(xcorr(s43, s44));
R34mid = (r134max + r234max + r334max + r434max)/4;
% %
R3 = [R13mid R23mid R34mid];
% %
% четверті інтервали
R4 = [R14mid R24mid R34mid];
% %
R = [R12mid R13mid R14mid R23mid R24mid R34mid];
% %
RRR = sort(R);
% %
figure
plot(R)
% %
figure
plot(RRR)
% %
% додавання часових інтервалів в нові послідовності в
% часовій області
S1 = [s14 s13 s12 s11];
S2 = [s24 s23 s22 s21];
S3 = [s34 s33 s32 s31];
S4 = [s44 s43 s42 s41];
% нормування нових ПВП по енергії
S1n = S1./ (sqrt(sum(S1.^2)));
S2n = S2./ (sqrt(sum(S2.^2)));
S3n = S3./ (sqrt(sum(S3.^2)));

```

```

S4n = S4./ (sqrt (sum (S4.^2))) ;
% %
% % розрахунок автокореляційних функцій сигналів на
основі
% утворених послідовностей
RRR1 = xcorr (S1n, s1n) ;
RRR2 = xcorr (S1n, s2n) ;
RRR3 = xcorr (S1n, s3n) ;
RRR4 = xcorr (S1n, s4n) ;
RRR5 = xcorr (S2n, s1n) ;
RRR6 = xcorr (S2n, s2n) ;
RRR7 = xcorr (S2n, s3n) ;
RRR8 = xcorr (S2n, s4n) ;
RRR9 = xcorr (S3n, s1n) ;
RRR10 = xcorr (S3n, s2n) ;
RRR11 = xcorr (S3n, s3n) ;
RRR12 = xcorr (S3n, s4n) ;
RRR13 = xcorr (S4n, s1n) ;
RRR14 = xcorr (S4n, s2n) ;
RRR15 = xcorr (S4n, s3n) ;
RRR16 = xcorr (S4n, s4n) ;
% %
% розрахунок ФБК сигналів на основі утворених
послідовностей
RR12 = xcorr (S1n, S2n) ;
RR13 = xcorr (S1n, S3n) ;
RR14 = xcorr (S1n, S4n) ;
RR23 = xcorr (S2n, S3n) ;
RR24 = xcorr (S2n, S4n) ;
RR34 = xcorr (S3n, S4n) ;
% % задання кривої значень максимальних викидів бокових
пелюсток ФБК
ni = 3 :0.5: 145;
nj = 3 : 0.5: 145;
nnn = ni.*nj;
% розрахунок макс викидів бокових пелюсток ФБК сигналів
на основі утворених послідовностей
R12 = max (xcorr (S1n, S2n)) ;
R13 = max (xcorr (S1n, S3n)) ;
R14 = max (xcorr (S1n, S4n)) ;
R23 = max (xcorr (S2n, S3n)) ;
R24 = max (xcorr (S2n, S4n)) ;
R34 = max (xcorr (S3n, S4n)) ;
% задання вектору максимальних викидів бічних пелюсток
ФБК

```

```

rrr = [R12 R13 R14 R23 R24 R34];
% сортування елементів вектору максимальних викидів
бічних пелюсток ФВК для побудови графіка
R = sort(rrr);
% %
r = 1./sort(sqrt(nnn));
% побудова графіків - ФВК и точок максимальних викидів
бічних пелюсток ФВК
figure
plot(sqrt(nnn), r, 'k', 1./(R), R, 'k *'); grid on;
legend('побудова графіків - ВКФ і точок максимальних
викидів бокових пелюсток ВКФ'); xlabel('(ninj)');
ylabel('maxRij(ninj)');
% %
% % побудова графіків початкових послідовностей і
сигналів, утворених на основі перестановок часових
інтервалів
% % 1-а пвп
figure
subplot(2, 1, 1)
plot(t, s1, 'k'); grid on; legend('графік початкової пвп
s1', 4); xlabel('t'); ylabel('s1(t)');
subplot(2, 1, 2)
plot(t, S1n, 'k'); grid on; legend('графік
перестановочної пвп S1', 4); xlabel('t');
ylabel('S1(t)');
% %
% % % 2-а пвп
figure
subplot(2, 1, 1)
plot(t, s2, 'k'); grid on; legend('графік початкової пвп
s2', 4); xlabel('t'); ylabel('s2(t)');
subplot(2, 1, 2)
plot(t, S2n, 'k'); grid on; legend('графік
перестановочної пвп S2', 4); xlabel('t');
ylabel('S2(t)');
% %
% % % 3-я пвп
figure
subplot(2, 1, 1)
plot(t, s3, 'k'); grid on; legend('графік початкової пвп
s3', 4); xlabel('t'); ylabel('s3(t)');
subplot(2, 1, 2)

```

```

plot(t, S3n, 'k'); grid on; legend('графік
перестановочної пвп S3', 4); xlabel('t');
ylabel('S3(t)');
% %
% % % 4-а пвп
figure
subplot(2, 1, 1)
plot(t, s4, 'k'); grid on; legend('графік початкової пвп
s4', 4); xlabel('t'); ylabel('s4(t)');
subplot(2, 1, 2)
plot(t, S4n, 'k'); grid on; legend('графік
перестановочної пвп S4', 4); xlabel('t');
ylabel('S4(t)');
% %
% % побудова графіків взаємкореляційних функцій сигналів
на основі утворених послідовностей
figure
plot(RR12, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RR12(t)');
figure
plot(RR13, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RR13(t)');
figure
plot(RR14, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RR14(t)');
figure
plot(RR23, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RR23(t)');
figure
plot(RR24, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RR24(t)');
figure
plot(RR34, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RR34(t)');
% %
figure
plot(z, RRR1, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR1');
figure
plot(z, RRR2, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR2');
figure
plot(z, RRR3, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR3');
figure
plot(z, RRR4, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR4');
figure
plot(z, RRR5, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR5');
figure
plot(z, RRR6, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR6');
figure
plot(z, RRR7, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR7');
figure
plot(z, RRR8, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR8');

```

```
figure
plot(z, RRR9, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('RRR9');
figure
plot(z, RRR10, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('RRR10');
figure
plot(z, RRR11, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('RRR11');
figure
plot(z, RRR12, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('RRR12');
figure
plot(z, RRR13, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('RRR13');
figure
plot(z, RRR14, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('RRR14');
figure
plot(z, RRR15, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('RRR15');
figure
plot(z, RRR16, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('RRR16');
```

Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками

```
% задання режиму введення даних - короткий у форматі  
числа e  
format short e  
% очищення командного вікна на початку виконаної програми  
clc;  
%очищення пам'яті програми на початку виконання програми  
clear;  
% задання значення амплітуди сигналів  
A1 = 1;  
% введення кількості імпульсів пвп  
n1 = 117; n2 = 121; n3 = 133; n4 = 145;  
n = [117 121 133 145];  
z = [n1*n2 n1*n3 n1*n4 n2*n3 n2*n4 n3*n4];  
x = sqrt(sort(z));  
l = 2;  
% задання періоду слідування імпульсів  
T = 0.000835;  
% частота сигналу  
g = 1e-7;  
Fs = 1/g;  
% задання області визначення функцій  
tt = g : g : 0.00004;  
% тривалість імпульсу  
Ti = g;  
% значення амплітуди  
A = 1;  
% частота дискретизації  
Fd = 44100;  
% частоти зсуву  
Fshift1 = 400000;  
Fshift2 = -1250000;  
Fshift3 = -2900000;  
Fshift4 = -4550000;  
% задання коду пвп
```

```

r4=[1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1
1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
r3=[1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1];
r2=[1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1
1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
r1=[1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
% Розрахунок значень взаємної кореляції послідовностей
імпульсів
r12 = 3/sqrt(sqrt(n1*n2));
r13 = 3/sqrt(sqrt(n1*n3));
r14 = 3/sqrt(sqrt(n1*n4));
r23 = 3/sqrt(sqrt(n2*n3));
r24 = 3/sqrt(sqrt(n2*n4));
r34 = 3/sqrt(sqrt(n3*n4));
% завдання періоду слідування імпульсів у послідовностях
T1 = ((n1*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000;
T2 = ((n2*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000;
T3 = ((n3*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000;
T4 = ((n4*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000;
% задання даних для формування послідовностей
(матлабівські функції)
d1 = [1:n1]'*T1;
d1(:,2) = r1';
d2 = [1:n2]'*T2;
d2(:,2) = r2';
d3 = [1:n3]'*T3;
d3(:,2) = r3';
d4 = [1:n4]'*T4;
d4(:,2) = r4';

```

```

% формування послідовностей s1(t)- s4(t)
s1 = pulstran(tt, d1, 'rectpuls', Ti);
s2 = pulstran(tt, d2, 'rectpuls', Ti);
s3 = pulstran(tt, d3, 'rectpuls', Ti);
s4 = pulstran(tt, d4, 'rectpuls', Ti);
% Розбиття послідовностей на частотні елементи
% моделювання фільтрів;
% перша смуга фільтрації;
a21 = 2350000;
a11 = 2000000;
h = 2;
[b1,a1] = cheby1(h,0.1,[a11 a21]*1/Fs);
%фільтрація послідовностей%
sf11 = filter(b1,a1,s1);
sf21 = filter(b1,a1,s2);
sf31 = filter(b1,a1,s3);
sf41 = filter(b1,a1,s4);
% друга смуга фільтрації;
a22 = 4350000;
a12 = 4000000;
h = 2;
[b2,a2] = cheby1(h,0.1,[a12 a22]*1/Fs);
%фільтрація послідовностей%
sf12 = filter(b2,a2,s1);
sf22 = filter(b2,a2,s2);
sf32 = filter(b2,a2,s3);
sf42 = filter(b2,a2,s4);
% третя смуга фільтрації;
a23 = 6350000;
a13 = 6000000;
h = 2;
[b3,a3] = cheby1(h,0.1,[a13 a23]*1/Fs);
%фільтрація послідовностей%
sf13 = filter(b3,a3,s1);
sf23 = filter(b3,a3,s2);
sf33 = filter(b3,a3,s3);
sf43 = filter(b3,a3,s4);
% четверта смуга фільтрації;
a24 = 8350000;
a14 = 8000000;
h = 2;
[b4,a4] = cheby1(h,0.1,[a14 a24]*1/Fs);
%фільтрація послідовностей%
sf14 = filter(b4,a4,s1);
sf24 = filter(b4,a4,s2);

```



```

sf34 = filter(b4,a4,s3);
sf44 = filter(b4,a4,s4);
% Обчислення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК
інтервалів
% перші інтервали
r112max = max(xcorr(sf11,sf12));
r212max = max(xcorr(sf21,sf22));
r312max = max(xcorr(sf31,sf32));
r412max = max(xcorr(sf41,sf42));
R12mid = (r112max + r212max + r312max + r412max)/4;
r113max = max(xcorr(sf11,sf13));
r213max = max(xcorr(sf21,sf23));
r313max = max(xcorr(sf31,sf33));
r413max = max(xcorr(sf41,sf43));
R13mid = (r113max + r213max + r313max + r413max)/4;
r114max = max(xcorr(sf11,sf14));
r214max = max(xcorr(sf21,sf24));
r314max = max(xcorr(sf31,sf34));
r414max = max(xcorr(sf41,sf44));
R14mid = (r114max + r214max + r314max + r414max)/4;
% %
R1 = [R12mid R13mid R14mid];
%другі інтервали
r123max = max(xcorr(sf12,sf13));
r223max = max(xcorr(sf22,sf23));
r323max = max(xcorr(sf32,sf33));
r423max = max(xcorr(sf42,sf43));
R23mid = (r123max + r223max + r323max + r423max)/4;
r124max = max(xcorr(sf12,sf14));
r224max = max(xcorr(sf22,sf24));
r324max = max(xcorr(sf32,sf34));
r424max = max(xcorr(sf42,sf44));
R24mid = (r124max + r224max + r324max + r424max)/4;
% %
R2 = [R12mid R23mid R24mid];
% треті інтервали
r134max = max(xcorr(sf13,sf14));
r234max = max(xcorr(sf23,sf24));
r334max = max(xcorr(sf33,sf34));
r434max = max(xcorr(sf43,sf44));
R34mid = (r134max + r234max + r334max + r434max)/4;
% %
R3 = [R13mid R23mid R34mid];
% четверті інтервали
R4 = [R14mid R24mid R34mid];

```

```

% %
R = [R12mid R13mid R14mid R23mid R24mid R34mid];
% Оптимальна послідовність
RMID = sort(R);
% %
figure
plot(R)
% %
figure
plot(RMID)
% %
% формування нових сигналів з частотних елементів
S1 = [sf14 sf12 sf13 sf11];
S2 = [sf22 sf23 sf24 sf21];
S3 = [sf31 sf33 sf32 sf34];
S4 = [sf43 sf44 sf42 sf41];
% нормування нових сигналів по енергії
S1n = S1./ (sqrt(sum(S1.^2)));
S2n = S2./ (sqrt(sum(S2.^2)));
S3n = S3./ (sqrt(sum(S3.^2)));
S4n = S4./ (sqrt(sum(S4.^2)));
% задання кривої значень максимальних викидів бічних
пелюсток ФВК
ni = 0 :0.5: 600;
nj = 0 :0.5: 600;
nnn = ni.*nj;
% розрахунок макс викидів бічних пелюсток ФВК нових ПВП
R12 = max(xcorr(S1n, S2n));
R13 = max(xcorr(S1n, S3n));
R14 = max(xcorr(S1n, S4n));
R23 = max(xcorr(S2n, S3n));
R24 = max(xcorr(S2n, S4n));
R34 = max(xcorr(S3n, S4n));
% задання вектора макс викидів бічних пелюсток ВКФ
rrr1 = [R12 R13 R14 R23 R24 R34];
% сортування елементів вектору максимальних викидів
бічних пелюсток ФВК для побудови графіка r
R = sort(rrr1);
% обчислення значень кривої максимальних викидів бічних
пелюсток ФВК
r = 1./sort(sqrt(nnn));
% % Перенос в спільну область частот
% моделювання фільтрів;
% перенос відфільтрованих сигналів в спільну область
частот з першої смуги фільтрації;

```

```

sa11 = hilbert(sf11);
len = size(sa11);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne11 = exp(2i*pi*Fshift1*t);
sft11 = real(sa11.*hdyne11);
%
sa21 = hilbert(sf21);
len = size(sa21);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne21 = exp(2i*pi*Fshift1*t);
sft21 = real(sa21.*hdyne21);
%
sa31 = hilbert(sf31);
len = size(sa31);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne31 = exp(2i*pi*Fshift1*t);
sft31 = real(sa31.*hdyne31);
%
sa41 = hilbert(sf41);
len = size(sa41);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne41 = exp(2i*pi*Fshift1*t);
sft41 = real(sa41.*hdyne41);
%
% перенос відфільтрованих сигналів в спільну область
% частот з другої смуги фільтрації;
sa12 = hilbert(sf12);
len = size(sa12);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne12 = exp(2i*pi*Fshift2*t);
sft12 = real(sa12.*hdyne12);
%
sa22 = hilbert(sf22);
len = size(sa22);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne22 = exp(2i*pi*Fshift2*t);
sft22 = real(sa22.*hdyne22);
%
sa32 = hilbert(sf32);
len = size(sa32);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne32 = exp(2i*pi*Fshift2*t);
sft32 = real(sa32.*hdyne32);
%
sa42 = hilbert(sf42);

```

```

len = size(sa42);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne42 = exp(2i*pi*Fshift2*t);
sft42 = real(sa42.*hdyne42);
% перенос відфільтрованих сигналів в спільну область
% частот з третьої смуги фільтрації;
sa13 = hilbert(sf13);
len = size(sa13);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne13 = exp(2i*pi*Fshift3*t);
sft13 = real(sa13.*hdyne13);
%
sa23 = hilbert(sf23);
len = size(sa23);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne23 = exp(2i*pi*Fshift3*t);
sft23 = real(sa23.*hdyne23);
%
sa33 = hilbert(sf33);
len = size(sa33);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne33 = exp(2i*pi*Fshift3*t);
sft33 = real(sa33.*hdyne33);
%
sa43 = hilbert(sf43);
len = size(sa43);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne43 = exp(2i*pi*Fshift3*t);
sft43 = real(sa43.*hdyne43);
% перенос відфільтрованих сигналів в спільну область
% частот з четвертої смуги фільтрації;
sa14 = hilbert(sf14);
len = size(sa14);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne14 = exp(2i*pi*Fshift4*t);
sft14 = real(sa14.*hdyne14);
%
sa24 = hilbert(sf24);
len = size(sa24);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne24 = exp(2i*pi*Fshift4*t);
sft24 = real(sa24.*hdyne24);
%
sa34 = hilbert(sf34);
len = size(sa34);

```

```

t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne34 = exp(2i*pi*Fshift4*t);
sft34 = real(sa34.*hdyne34);
%
sa44 = hilbert(sf44);
len = size(sa44);
t = (0:len(1)-1)'/Fd;
hdyne44 = exp(2i*pi*Fshift4*t);
sft44 = real(sa44.*hdyne44);
% формування нових сигналів
SS1 = [sft14 sft13 sft12 sft11];
SS2 = [sft24 sft23 sft22 sft21];
SS3 = [sft34 sft33 sft32 sft31];
SS4 = [sft44 sft43 sft42 sft41];
% нормування нових сигналів по енергії
SS1n = SS1./(sqrt(sum(SS1.^2)));
SS2n = SS2./(sqrt(sum(SS2.^2)));
SS3n = SS3./(sqrt(sum(SS3.^2)));
SS4n = SS4./(sqrt(sum(SS4.^2)));
% розрахунок макс викидів бічних пелюсток ФБК нових
сигналів в спільній області частот
RR12 = max(xcorr(SS1n, SS2n));
RR13 = max(xcorr(SS1n, SS3n));
RR14 = max(xcorr(SS1n, SS4n));
RR23 = max(xcorr(SS2n, SS3n));
RR24 = max(xcorr(SS2n, SS4n));
RR34 = max(xcorr(SS3n, SS4n));
% задання вектору максимальних викидів бічних пелюсток
ФБК сигналів
rrr2 = [RR12 RR13 RR14 RR23 RR24 RR34];
% сортування елементів вектору максимальних викидів
бічних пелюсток ФБК для побудови графіка r
RR = sort(rrr2);
% % Застосування перестановок
% формування нових сигналів
SSS1 = [sft14 sft23 sft32 sft41];
SSS2 = [sft24 sft13 sft42 sft21];
SSS3 = [sft34 sft43 sft12 sft31];
SSS4 = [sft44 sft33 sft22 sft11];
% нормування нових сигналів по енергії
SSS1n = SSS1./(sqrt(sum(SSS1.^2)));
SSS2n = SSS2./(sqrt(sum(SSS2.^2)));
SSS3n = SSS3./(sqrt(sum(SSS3.^2)));
SSS4n = SSS4./(sqrt(sum(SSS4.^2)));
% розрахунок макс викидів бокових пелюсток ВКФ сигналів

```

```

RRR12 = max(xcorr(SSS1n, SSS2n));
RRR13 = max(xcorr(SSS1n, SSS3n));
RRR14 = max(xcorr(SSS1n, SSS4n));
RRR23 = max(xcorr(SSS2n, SSS3n));
RRR24 = max(xcorr(SSS2n, SSS4n));
RRR34 = max(xcorr(SSS3n, SSS4n));
% задання вектору максимальних викидів бічних пелюсток
ФБК
rrr3 = [RRR12 RRR13 RRR14 RRR23 RRR24 RRR34];
% сортування елементів вектору максимальних викидів
бічних пелюсток ФБК для побудови графіка r
RRR = sort(rrr3);
% побудова графіків - ФБК и точок максимальних викидів
бічних пелюсток ФБК
figure
plot(sqrt(nnn), r, 'k', 1./(R), R, '*k', 1./(RR), RR,
'ok', 1./(RRR), RRR, '+k'); grid on; legend('CCF', 'Sf',
'Sft', 'Sftp'); xlabel('ninj'); ylabel('maxRij');
% розрахунок ФБК частотних елементів
rr11 = (xcorr(sf11, sf11));
rr22 = (xcorr(sf22, sf22));
rr33 = (xcorr(sf33, sf33));
rr44 = (xcorr(sf44, sf44));
rr12 = (xcorr(sf11, sf21));
rr13 = (xcorr(sf11, sf31));
rr14 = (xcorr(sf11, sf41));
rr23 = (xcorr(sf21, sf31));
rr24 = (xcorr(sf21, sf41));
rr34 = (xcorr(sf31, sf41));
% розрахунок ФБК фільтрованих сигналів
rrr11 = (xcorr(S1n, S1n));
rrr12 = (xcorr(S1n, S2n));
rrr13 = (xcorr(S1n, S3n));
rrr14 = (xcorr(S1n, S4n));
rrr23 = (xcorr(S2n, S3n));
rrr24 = (xcorr(S2n, S4n));
rrr34 = (xcorr(S3n, S4n));
% розрахунок ФБК фільтрованих сигналів з переносом в
спільну область частот та перестановками
rrrr12 = (xcorr(SS1n, SS2n));
rrrr13 = (xcorr(SS1n, SS3n));
rrrr14 = (xcorr(SS1n, SS4n));
rrrr23 = (xcorr(SS2n, SS3n));
rrrr24 = (xcorr(SS2n, SS4n));
rrrr34 = (xcorr(SS3n, SS4n));

```

```

% розрахунок ФБК фільтрованих сигналів з переносом в
спільну область частот та перестановками
rrrrr12 = (xcorr(SSS1n, SSS2n));
rrrrr13 = (xcorr(SSS1n, SSS3n));
rrrrr14 = (xcorr(SSS1n, SSS4n));
rrrrr23 = (xcorr(SSS2n, SSS3n));
rrrrr24 = (xcorr(SSS2n, SSS4n));
rrrrr34 = (xcorr(SSS3n, SSS4n));
% % побудова графіків ФБК сигналів на основі утворених
послідовностей
figure
plot(rr12, 'k'); grid on; xlabel('t'); ylabel('rr12(t)');
figure
plot(rrr12, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('rrr12(t)');
figure
plot(rrrr12, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('rrrr12(t)');
figure
plot(rrrrr12, 'k'); grid on; xlabel('t');
ylabel('rrrrr12(t)');

```

Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації розрахунків
взаємкореляційних властивостей сигналів

```
% задання режиму введення даних - короткий у форматі
числа e
format short e
% очищення командного вікна на початку виконаної програми
clc;
%очищення пам'яті програми на початку виконання програми
clear;
% задання значення амплітуди сигналів
A1 = 1;
% введення кількості імпульсів пвп
n1 = 23; n2 = 31; n5 = 59; n6 = 67; n7 = 75; n8 = 83; n9
= 91; n11 = 113; n12 = 121; n14 = 141; n15 = 149; n18 =
173; n19 = 185; n20 = 193; n21 = 205; n22 = 213; n23 =
221; n24 = 229; n25 = 237; n26 = 247; n27 = 255; n28 =
267; n30 = 285; n31 = 293; n32 = 301; n33 = 313; n34 =
321; n37 = 353; n39 = 371; n40 = 385; n41 = 397; n42 =
409; n43 = 421; n44 = 433; n47 = 471; n49 = 499; n50 =
512;
n = [23 31 59 67 75 83 91 113 121 141 149 173 185 193 205
213 221 229 237 247 255 267 285 293 301 313 321 353 371
385 397 409 421 433 471 499 512];
z = [ n1*n2 n1*n5 n1*n6 n1*n7 n1*n8 n1*n9 n1*n11 n1*n12
n1*n14 n1*n15 n1*n18 n1*n19 n1*n20 n1*n21 n1*n22 n1*n23
n1*n24 n1*n25 n1*n26 n1*n27 n1*n28 n1*n30 n1*n31 n1*n32
n1*n33 n1*n34 n1*n37 n1*n39 n1*n40 n1*n41 n1*n42 n1*n43
n1*n44 n1*n47 n1*n49 n1*n50 ...
n23*n24 n23*n25 n23*n26 n23*n27 n23*n28 n23*n30
n23*n31 n23*n32 n23*n33 n23*n34 n23*n37 n23*n39 n23*n40
n23*n41 n23*n42 n23*n43 n23*n44 n23*n47 n23*n49 n23*n50
...
n47*n49 n47*n50 ...
n49*n50];

x = sqrt(sort(z));
l = 2;
% задання періоду слідування імпульсів
T = 0.000835;
% частота сигналу
g = 0.5e-8;
```



```

%      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1];
r34=[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1];
r25=[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1];
r14=[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1];
r7=[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ...
      1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1];
% фрагмент з розрахунку значень взаємної кореляції
% послідовностей імпульсів
r12 = 3/sqrt(sqrt(n1*n2));
r141 = 3/sqrt(sqrt(n1*n41));
r218 = 3/sqrt(sqrt(n2*n18));
r737 = 3/sqrt(sqrt(n7*n37));
r818 = 3/sqrt(sqrt(n8*n18));
r1526 = 3/sqrt(sqrt(n15*n26));
r2739 = 3/sqrt(sqrt(n27*n39));
r3031 = 3/sqrt(sqrt(n30*n31));
r4041 = 3/sqrt(sqrt(n40*n41));

```

```

r4950 = 3/sqrt(sqrt(n49*n50));
% фрагмент з завдання періоду слідування імпульсів у
% послідовностях
T1 = ((n1*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000
% T16 = ((n16*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000
T21 = ((n21*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000
T30 = ((n30*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000
T41 = ((n41*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000
T50 = ((n50*g*(Ti/(g*min(n))))/Ti)/200000
% фрагмент з моделі послідовностей s1(t)- s50(t)%
d1 = [1:n1]'*T1;
d1(:,2) = r1';
d11 = [1:n11]'*T11;
d11(:,2) = r11';
% d29 = [1:n29]'*T29;
% d29(:,2) = r29';
d39 = [1:n39]'*T39;
d39(:,2) = r39';
d44 = [1:n44]'*T44;
d44(:,2) = r44';
d50 = [1:n50]'*T50;
d50(:,2) = r50';
% фрагмент з формування сигналів
s1 = pulstran(t, d1, 'rectpuls', Ti);
s14 = pulstran(t, d14, 'rectpuls', Ti);
s26 = pulstran(t, d26, 'rectpuls', Ti);
s39 = pulstran(t, d39, 'rectpuls', Ti);
s49 = pulstran(t, d49, 'rectpuls', Ti);
s50 = pulstran(t, d50, 'rectpuls', Ti);
% моделювання фільтру;
jj = 0;
for a21 = 10000:10000:205000;
jj = jj + 1
a11 = 5000;
h = 2;
[b1,a1] = cheby1(h,0.1,[a11 a21]*1/Fs);
% фрагмент з фільтрації послідовностей%
sf1 = filter(b1,a1,s1);
sf11 = filter(b1,a1,s11);
sf23 = filter(b1,a1,s23);
sf31 = filter(b1,a1,s31);
sf32 = filter(b1,a1,s32);
sf49 = filter(b1,a1,s49);
sf50 = filter(b1,a1,s50);
% фрагмент з нормування сигналів по енергії

```

```

sf1n = sf1./ (sqrt (sum (sf1.^2)));
% sf3n = sf3./ (sqrt (sum (sf3.^2)));
sf5n = sf5./ (sqrt (sum (sf5.^2)));
sf9n = sf9./ (sqrt (sum (sf9.^2)));
sf12n = sf12./ (sqrt (sum (sf12.^2)));
sf19n = sf19./ (sqrt (sum (sf19.^2)));
sf22n = sf22./ (sqrt (sum (sf22.^2)));
% sf29n = sf29./ (sqrt (sum (sf29.^2)));
sf30n = sf30./ (sqrt (sum (sf30.^2)));
sf32n = sf32./ (sqrt (sum (sf32.^2)));
sf43n = sf43./ (sqrt (sum (sf43.^2)));
sf49n = sf49./ (sqrt (sum (sf49.^2)));
sf50n = sf50./ (sqrt (sum (sf50.^2)));
% фрагмент з розрахунку ФВК фільтрованих сигналів
rr12 = (xcorr (sf1n, sf2n));
rr56 = (xcorr (sf5n, sf6n));
rr747 = (xcorr (sf7n, sf47n));
rr844 = (xcorr (sf8n, sf44n));
rr1112 = (xcorr (sf11n, sf12n));
rr1250 = (xcorr (sf12n, sf50n));
rr1544 = (xcorr (sf15n, sf44n));
rr1944 = (xcorr (sf19n, sf44n));
rr2131 = (xcorr (sf21n, sf31n));
rr2347 = (xcorr (sf23n, sf47n));
rr2627 = (xcorr (sf26n, sf27n));
rr2847 = (xcorr (sf28n, sf47n));
rr3150 = (xcorr (sf31n, sf50n));
% rr3348 = (xcorr (sf33n, sf48n));
% rr3650 = (xcorr (sf36n, sf50n));
rr3947 = (xcorr (sf39n, sf47n));
rr4247 = (xcorr (sf42n, sf47n));
rr4449 = (xcorr (sf44n, sf49n));
rr4750 = (xcorr (sf47n, sf50n));
rr4950 = (xcorr (sf49n, sf50n));
% фрагмент з розрахунку максимальних значень викидів
бічних пелюсток ФВК сигналів;
R12 = max (rr12);
R218 = max (rr218);
% R35 = 3/sqrt (sqrt (n3*n5))
% R433 = 3/sqrt (sqrt (n4*n33))
R56 = max (rr56);
R634 = max (rr634);
R714 = 3/sqrt (sqrt (n7*n14));
R840 = max (rr840);
R922 = 3/sqrt (sqrt (n9*n22));

```

```

% R1048 = 3/sqrt(sqrt(n10*n48)
R1112 = max(rr1112);
R1250 = max(rr1250);
% R1314 = 3/sqrt(sqrt(n13*n14)
R1415 = 3/sqrt(sqrt(n14*n15));
R1550 = max(rr1550);
% R1718 = 3/sqrt(sqrt(n17*n18)
R1839 = max(rr1839);
R2147 = max(rr2147);
R2223 = 3/sqrt(sqrt(n22*n23));
R2450 = 3/sqrt(sqrt(n24*n50));
R2526 = 3/sqrt(sqrt(n25*n26));
% R2745 = max(rr2745);
R3033 = 3/sqrt(sqrt(n30*n33));
R3233 = 3/sqrt(sqrt(n32*n33));
R3450 = 3/sqrt(sqrt(n34*n50));
% R3536 = 3/sqrt(sqrt(n35*n36));
R3740 = max(rr3740);
R3950 = 3/sqrt(sqrt(n39*n50));
R4142 = 3/sqrt(sqrt(n41*n42));
R4250 = 3/sqrt(sqrt(n42*n50));
%R4446 = 3/sqrt(sqrt(n44*n46)
R4447 = 3/sqrt(sqrt(n44*n47));
% R4546 = 3/sqrt(sqrt(n45*n46)
%R4748 = 3/sqrt(sqrt(n47*n48)
R4749 = 3/sqrt(sqrt(n47*n49));
%R4850 = 3/sqrt(sqrt(n48*n50)
R4950 = max(rr4950);
% задання вектору макс викидів бічних пелюсток ВКФ
Rmod = [R12 R15 R16 R17 R25 R18 R26 R19 R27 R28 R111 R112
R29 R114 R115 R211 R212 R56 R118 R119 R214 ...
R57 R120 R215 R121 R58 R122 R67 R123 R124 R218 R59
R125 R68 R126 R219 R127 R220 R69 R128 R78 R221 R130 R222
...
R1126 R643 R933 R1225 R1520 R1127 R740 R1421 R644
R934 R837 R549 R741 R1226 R1422 R1128 R550 R1521 R742
R839 ...
R2232 R2133 R1839 R1544 R2331 R2430 R1937 R2134 R2628
R1447 R2332 R1840 R2233 R2431 R2530 R2728 R2037 ...
R2234 R1939 R1841 R2432 R2333 R2531 R1547 R1449 R2630
R1842 R2334 R1940 R2532 R2039 R2433 R1450 R2137 R2631
R2730 R1843 ...
R4047 R4344 R3949 R4147 R3950 R4049 R4247 R4050 R4149
R4347 R4150 R4447 R4249 R4250 R4349 R4350 R4449 ...
R4450 R4749 R4750 R4950];

```

```

% задання вектору розрахункових значень коефіцієнтів ВК
Rrozr = [r12 r15 r16 r17 r25 r18 r26 r19 r27 r28 r111
r112 r29 r114 r115 r211 r212 r56 r118 r119 r214 ...
r57 r120 r215 r121 r58 r122 r67 r123 r124 r218 r59
r125 r68 r126 r219 r127 r220 r69 r128 r78 r221 r130 r222
...
r1126 r643 r933 r1225 r1520 r1127 r740 r1421 r644
r934 r837 r549 r741 r1226 r1422 r1128 r550 r1521 r742
r839 ...
r2831 r2140 r2042 r2239 r2634 r2733 r1944 r2832 r2437
r2043 r2141 r1847 r2734 r2339 r2240 r3031 r2044 r2833
r2537 r2142 ...
r4047 r4344 r3949 r4147 r3950 r4049 r4247 r4050 r4149
r4347 r4150 r4447 r4249 r4250 r4349 r4350 r4449 ...
r4450 r4749 r4750 r4950];
B = (a21-a11)*max(t);
R_b = 1/sqrt(B);
% фрагмент задання векторів обмежень
Rrozr_base = [R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b
R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b
R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b...
R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b R_b];
% % % візуалізація значень взаємної кореляції
% послідовностей
% Rmodmid = sum(Rmod)/length(Rmod);
% Rrozrmid = sum(Rrozr)/length(Rrozr);
RRmod(:,jj) = Rmod(:);
RRrozr(:,jj) = Rrozr(:);
RRrozr_base(:,jj)= Rrozr_base(:);
RRrozr_base2(:,jj)= Rrozr_base2(:);
RRrozr_base3(:,jj)= Rrozr_base3(:);
RRrozr_base4(:,jj)= Rrozr_base4(:);
RRrozr_base5(:,jj)= Rrozr_base5(:);
end
% графік залежності значень максимальних викидів бічних
% пелюсток ФВК
% залежно від кількості імпульсів та частотного діапазону
deltaF = 10000:10000:205000;
[FFF, xx] = meshgrid(deltaF, x);
figure
surf(FFF, xx, RRmod);
hold on
surf(FFF, xx, RRrozr_base);
xlabel('deltaF')
ylabel('ninj')

```

```

xlabel('Rmax(deltaF, ninj)')
hold off
% графік залежності математичного очікування при зміні
частотного діапазону
figure
plot(deltaF, mean(RRmod), '*-', deltaF,
(mean(RRmod)+3*std(RRmod)), 'r', deltaF, (mean(RRmod)-
3*std(RRmod)), 'r'); legend('MO', 'MO+3СКВ', 'MO-3СКВ')
grid on
xlabel('deltaF')
ylabel('R(deltaF)')
% графік відношення математичного очікування до прийнятих
обмежень в
% залежності від зміни частотного діапазону
figure
plot(deltaF, mean(RRmod), '*-', deltaF,
mean(RRrozzr_base), '--.', deltaF, mean(RRrozzr_base2), '--
.', deltaF, mean(RRrozzr_base3), '--.', deltaF,
mean(RRrozzr_base4), '--.', deltaF, mean(RRrozzr_base5), '--
. '); legend('MO', 'alfa1', 'alfa2', 'alfa3', 'alfa4',
'alfa5');
grid on
xlabel('deltaF')
ylabel('MatOch')

```

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

**Статті в наукових фахових виданнях, що входять до переліку,
затвердженого ДАК МОН України:**

1. Індик С. В. Аналіз адаптивних алгоритмів стану дискретного каналу за результатами аналізу якості приймання блока даних. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків: УкрДАЗТ, Вип. 98. 2008. С. 32-37.

2. Indyk S., Lysechko V. The study of ensemble properties of complex signals obtained by time interval permutation. Advanced Information Systems. 2020. Vol. 4, № 3. P. 85-88. DOI: 10.20998/2522- 9052.2020.3.11.

3. Indyk S., Lysechko V. Method of permutation of intervals, taking into account correlation properties of segments. Control, navigation and communication system. 2020. Issue 3 (61). P. 128-130. DOI:10.26906/SUNZ.2020.3.

4. Indyk S. V., Lysechko V. P., Zhuchenko O. S., Kitov V. S. The formation method of complex signals ensembles by frequency filtration of pseudo-random sequences with low interaction in the time domain. Radio Electronics, Computer Science, Control. 2020. Issue 4 (55). P. 7-15. DOI 10.15588/1607-3274-2020-4-1.

[WEB OF SCIENCE]

5. Індик С. В., Лисечко В. П. Дослідження ансамблевих властивостей складних сигналів, отриманих за рахунок частотної фільтрації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією у часовій області. Збірник наукових праць. Харків: ХУПС ім. І. Кожедуба. 2020. Вип. 4 (66). С. 46-50. DOI: 10.30748/zhups.2020.66.06

6. Indyk S. V., Lysechko V. P. The formation method of complex signals ensembles with increased volume based on the use of frequency bands. Control, navigation and communication system. 2020. Issue 4 (62). P. 119-121.

Статті у збірниках за матеріалами конференцій:

1. Індик С. В., Лисечко В. П. Вплив частотної фільтрації на взаємкореляційні характеристики ансамблів складних сигналів. *Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління*: тези доповідей VII Міжнар. наук.-техніч. конф. (Полтава, 20 - 21 квітня 2017 р.) Полтава: ПНТУ. 2017. С. 6.

2. Індик С. В., Лисечко В. П. Дослідження кореляційних характеристик ансамблів складних сигналів отриманих за рахунок перестановок частотних ділянок псевдовипадкових послідовностей. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*: тези доповідей 33-ї Міжнар. наук.-практ. конф. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті (Харків, 30 жовтня 2020 р.). Харків: УкрДУЗТ, 2020. Вип. 3. С. 24-25.

3. Індик С. В., Лисечко В. П. Статистичний аналіз властивостей ансамблів складних сигналів отриманих за рахунок перестановок ранжованих часових інтервалів. *Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій*: тези доповідей X Міжнар. наук.-практ. конф., (Запоріжжя, 07–09 жовтня 2020 р.). Запоріжжя: НУЗП. 2020. С. 29-30.

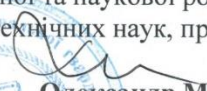
4. Індик С. В., Лисечко В. П. Метод формування ансамблів складних сигналів за рахунок аналізу частотної вибірки смуг спектру псевдовипадкових послідовностей з малою енергетичною взаємодією. *Застосування Сухопутних військ Збройних Сил України у конфліктах сучасності*: тези доповідей Всеукр. наук.-практ. конф., (Львів, 20 листопада 2020 р.). Львів: НАСВ. 2020. С. 154-155.

5. Індик С. В., Лисечко В. П. Аналіз статистичних характеристик ансамблів складних сигналів з покращеними взаємкореляційними властивостями. *Електронні та мехатронні системи: теорія, інновації, практика*: тези доповідей VI Всеукр. наук.-практ. конф., (Полтава, 06 листопада 2020 р.). Полтава: НУПП. 2020. С. 193-166.

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший заступник начальника
Національної академії Національної
гвардії України з навчально-
методичної та наукової роботи,
доктор технічних наук, професор


Олександр МОРОЗОВ



АКТ

реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи
Індика Сергія Володимировича при проведенні науково-дослідних робіт,
що виконувалися в Національній академії Національної гвардії України

Комісія у складі:

голова комісії – начальник кафедри військового зв'язку та інформатизації
Національної академії Національної гвардії України доктор технічних наук,
доцент полковник Іохов О.Ю.;

члени комісії:

доцент кафедри військового зв'язку та інформатизації Національної академії
Національної гвардії України доктор технічних наук, доцент полковник Фик О.І.;

заступник начальника науково-організаційного відділу Національної
академії Національної гвардії України, підполковник Воробйов С.О.;

старший науковий співробітник науково-дослідної лабораторії забезпечення
службово-бойової діяльності науково-дослідного центру службово-бойової
діяльності Національної академії Національної гвардії України доцент
Горелишев С.А.;

ад'юнкт докторантури та ад'юнктури Національної академії Національної
гвардії України капітан Ткаченко К.М.

Комісія здійснила перевірку використання наукових та практичних
результатів отриманих в ході дисертаційних досліджень Індика С.В. в науково-
дослідних роботах, що виконувалися в Національній академії Національної
гвардії України.

Комісія дійшла висновку про те, що:

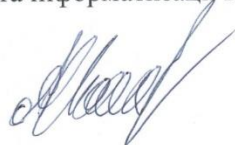
отримані під час дисертаційних досліджень здобувача Індика С.В. наукові і
практичні результати впроваджено в науково-дослідній роботі Національної
академії Національної гвардії України, шифр «Поляна 3», державний
реєстраційний номер 0118U004670, а саме – вдосконалено метод формування
ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів
послідовностей за рахунок використання центрального ряду на основі середніх

Рис. Д.1. Перший аркуш акту реалізації результатів наукових досліджень
дисертаційної роботи в Національній академії Національної Гвардії України

значень максимальних викидів бічних пелюсток функцій взаємної кореляції отриманих послідовностей, застосування якого дозволяє знизити рівень завад множинного доступу на 7-12 %.

Голова комісії:

начальник кафедри військового зв'язку та інформатизації НГУ
д-р техн. наук, доцент
полковник



Олександр ІОХОВ

Члени комісії:

доцент кафедри військового зв'язку та інформатизації НГУ
д-р техн. наук, доцент
полковник



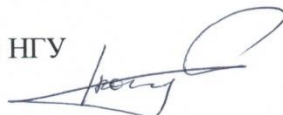
Олександр ФІК

заступник начальника науково-організаційного відділу НГУ
підполковник



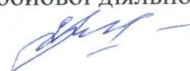
Сергій ВОРОБІОВ

ад'юнкт докторантури та ад'юнктури НГУ
капітан



Кирило ТКАЧЕНКО

старший науковий співробітник науково-дослідної
лабораторії забезпечення службово-бойової діяльності НГУ
науково-дослідного центру службово-бойової діяльності НГУ
канд. техн. наук, доцент



Станіслав ГОРЕЛИШЕВ

Рис. Д.2. Другий аркуш акту реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи в Національній академії Національної Гвардії України

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Проректор з наукової роботи
Українського державного університету
залізничного транспорту,
доктор технічних наук, професор

Гліб ВАТУЛЯ
«19» жовтня 2020 р.

АКТ

реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи
Індика Сергія Володимировича при виконанні науково-дослідних робіт,
що виконувалися в Українському державному університеті залізничного
транспорту

Комісія у складі: голова комісії: доцент кафедри транспортного зв'язку Українського державного університету залізничного транспорту кандидат технічних наук, доцент Єлізаренко Андрій Олександрович; члени комісії: доцент кафедри транспортного зв'язку Українського державного університету залізничного транспорту кандидат технічних наук, доцент Ковтун Ірина Володимирівна, доцент кафедри транспортного зв'язку Українського державного університету залізничного транспорту кандидат технічних наук, доцент Корольова Наталія Анатоліївна

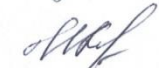
склала цей акт про те, що результати, отримані в ході дисертаційних досліджень старшого викладача кафедри транспортного зв'язку Індика С.В. було впроваджено в науково-дослідній роботі «Дослідження загальнодержавних вимог до розподілу частот України, новітніх цифрових систем технологічного радіозв'язку та розробка плану використання радіочастотного ресурсу мереж технологічного радіозв'язку АТ «Українська залізниця»», ДР№ 0121U100191, а саме – застосування методу формування ансамблів складних сигналів на основі послідовностей з покращеними взаємкореляційними властивостями, сформованих шляхом смугової фільтрації з наступним перенесенням в спільну область частот отриманих частотних елементів та перестановкою, що дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів при заданому рівні завад множинного доступу у порівнянні з відомими ансамблями на 16 – 26%, і, таким чином, підвищити ефективність використання частотного спектру.

Голова комісії:



Андрій ЄЛІЗАРЕНКО

Члени комісії:



Ірина КОВТУН



Наталія КОРОЛЬОВА

Рис. Д.3. Акт реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи в
Українському державному університеті залізничного транспорту